TV
l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
NUMERO
2
Anno XXXII - Febbraio 1960
LIRE 350

UNA RIVOLUZIONE

NEL CAMPO DELLE ANTENNE TV!

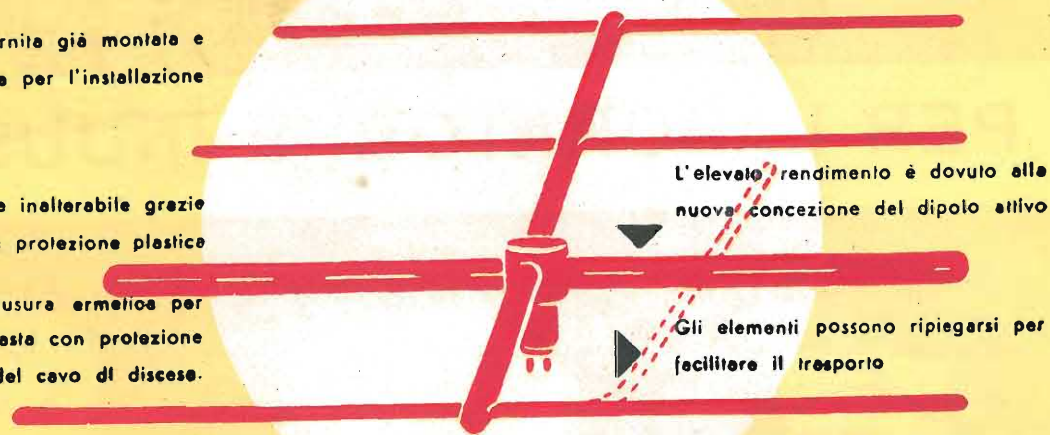
LIONPLAST

UNA RICOPERTURA IN MATERIA PLASTICA PROTEGGE TOTALMENTE L'ANTENNA

IL COLORE DELL'ANTENNA DISTINGUE IL CANALE

L'antenna è fornita già montata e pronta per l'installazione

Assolutamente inalterabile grazie alla completa protezione plastica

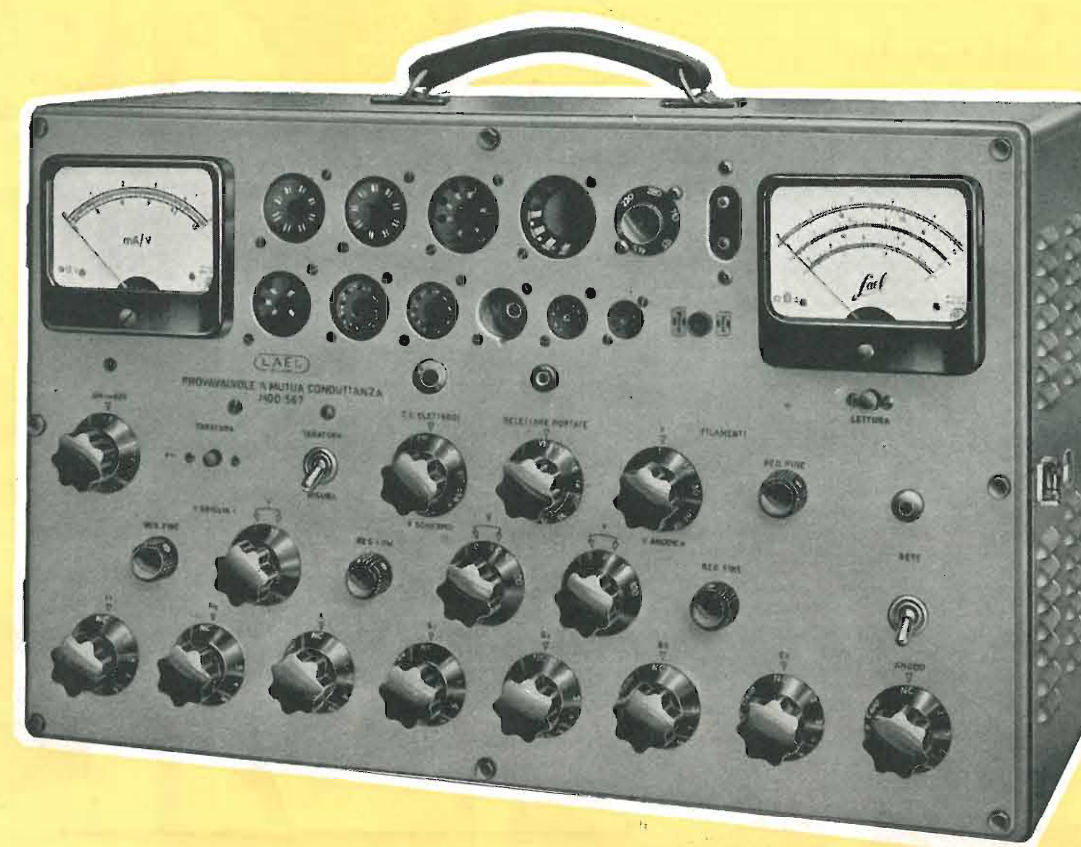
Dispositivo a chiusura ermetica per il fissaggio dell'asta con protezione del cavo di discesa.

L'elevato rendimento è dovuto alla nuova concezione del dipolo attivo

Gli elementi possono ripiegarsi per facilitare il trasporto

BREVETTATO

IL COSTO È NOTEVOLMENTE INFERIORE A QUELLO DI UNA ANTENNA A PARI ELEMENTI IN LEGA LEGGERA.

Lionello Napoli

MILANO - V.le Umbria 80 - Tel. 57.30.49

MOD. 567

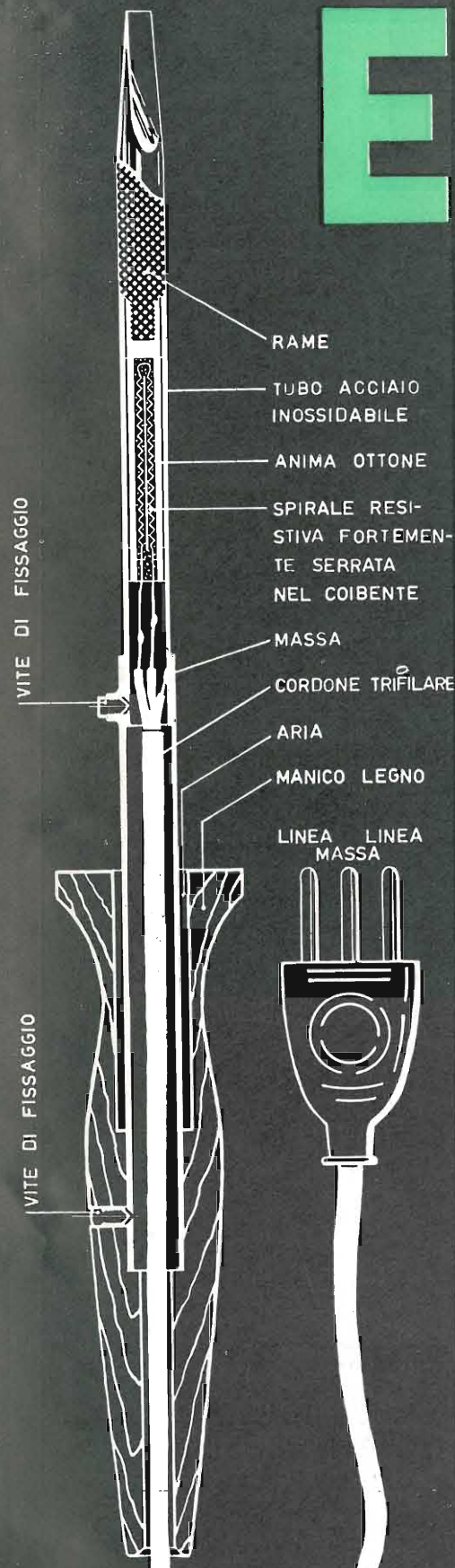
PROVAVALVOLE A CONDUTTANZA MUTUA

Il provavalvole mod. 567 è un'apparecchiatura portatile destinata alle misure sui tubi elettronici riceventi e trasmittenti di piccola potenza. Esso permette: la misura della conduttanza mutua (e della resistenza interna) in tutte le condizioni di funzionamento desiderate per il tubo in prova, e la misura delle tensioni e correnti su tutti gli elettrodi nelle più svariate condizioni di funzionamento.

E' così possibile effettuare oltre ai normali collaudi di tubi, anche il rilievo di caratteristiche statiche e dinamiche, con una precisione pari a quella ottenibile in laboratorio con installazioni ben più complesse.

SALDATORI ELETTRICI

ENERGOTERM

RAME
TUBO ACCIAIO INOSSIDABILE
ANIMA OTTONE
SPIRALE RESISTIVA FORTEMENTE SERRATA NEL COIBENTE
MASSA
CORDONE TRIFILARE
ARIA
MANICO LEGNO
LINEA MASSA LINEA
VITE DI FISSAGGIO
VITE DI FISSAGGIO

Studiati per l'uso professionale, nei due valori di dissipazione di 50 e 75 Watt e per le tensioni in uso, si distinguono per l'alta resa termica in rapporto all'energia dissipata. Sono di lunga durata perchè l'unità riscaldatrice è chiusa in una guaina di acciaio inossidabile e annegata in un coibente, con esclusione per martellamento di ogni traccia d'aria.

Le punte sono intercambiabili: si possono usare punte normali in rame dritte o curve, punte trattate per lunga durata e punte a forte concentrazione termica, pure trattate.

L'impugnatura termoisolata non riscalda la mano, la sua forma bilancia il saldatore che, in ogni esecuzione, è leggero e maneggevole.

ENERGO ITALIANA VIA CARNIA, 30 TELEF. 287166 **MILANO**

TUTTO STEREO FEDELTA'

Prima in Italia con ALTA FEDELTÀ

Gran Concerto STEREO

Radiofono stereofonico ad altissima fedeltà in unico mobile di accuratissima esecuzione, con, giradischi semiprofessionale con doppia testina Stereo e normale a riluttanza • gruppo elettronico **Prodel-Stereomatic:** doppio amplificatore 10+10 Watt e sintonizzatore a modulazione di frequenza • doppio gruppo di altoparlanti (6 in totale) a forte dispersione stereofonica montati in sospensione pneumatica • dimensioni cm. 125×36×80 • spazio per registratore a nastro, fornibile a richiesta • **Prezzo listino Lire 350.000.**

Prima con STEREO FEDELTÀ

12 modelli Stereo, dal Portatile « Stereonette » ai più grandiosi modelli: Serenatella 2ª Serie • Melody 2ª Serie • Recital • Prelude Stereo • Festival • Festival De Luxe • Gran Concerto Stereo • Registratore normale (HM5) e Stereo (M5-S): Harting • Amplificatori: Jason e Harman Kardon • Altoparlanti: Tannoy • Testine Stereo: C.B.S. - Ronette - Pickering - Elac • Giradischi professionali: Garrard - Thorens • Amplificatore Stereo e Sintonizzatore FM - Modello Prodel Stereomatic - 13÷30.000 cps = 10+10 Watt.

PRODEL S.p.A. - PRODOTTI ELETTRONICI

MILANO via monfalcone 12 - tel. 283651 - 283770

un grande successo

Incar

TV 2296

110° 32 cm.

tre altoparlanti

Incar *radio - televisione - elettrodomestici*

VERCELLI - VIA PALAZZO DI CITTA', 5/R

Avo Multiminor mod. 1 • Avometer mod. 7 • Avometer mod. 40 • Provavalvole • Tester Elettronici • Provatransistors • Ponti di misura • Generatori AM/FM • Misuratori di radiazioni • Amplificatori C. C.

Caratteristiche:

Sensibilità - 20.000 ohm per volt in c.c. - 1.000 ohm per volt in c.a. • Relais di sovraccarico • Invertitore di polarità.

Campi di misura:

Tensione c.c. e c.a. 0 - 2500 volt • Corrente c.c. minima: 50 μA • Corrente c.c. massima: 10 A. • Corrente c.a.: 10 A. • Resistenza: 20 Mohm - batteria int.; 200 Mohm - sorgente esterna.

AVOMETER mod. 8

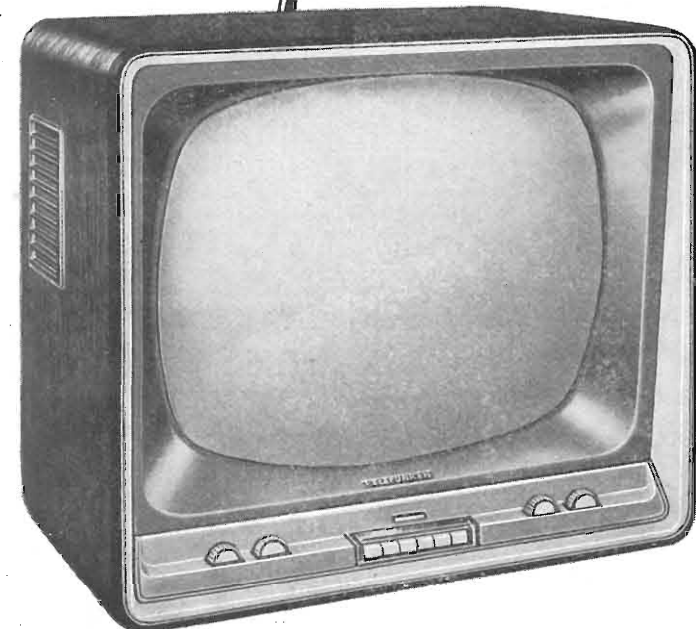
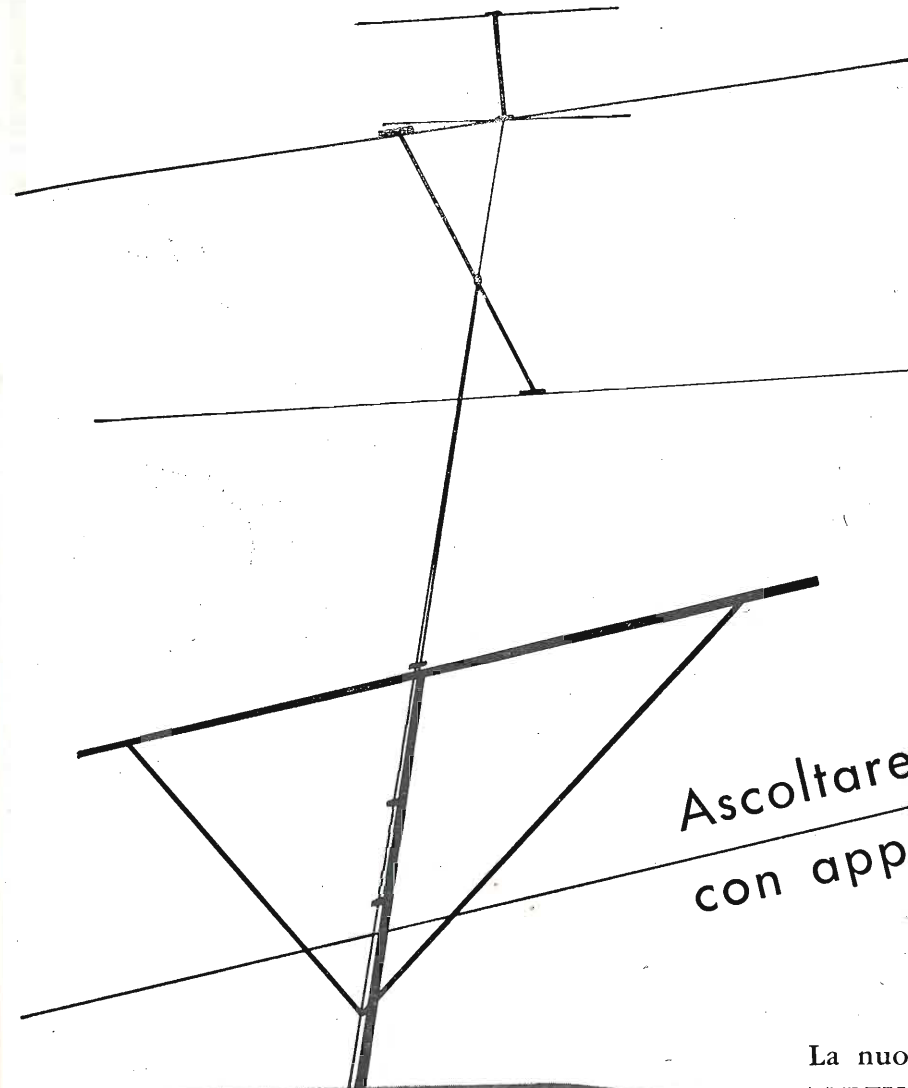
Questo strumento a più campi di misura è stato progettato principalmente per impiego nella tecnica elettronica, della radio e della televisione.

Rappresentante per l'Italia

EXHIBO ITALIANA S. R. L.

MILANO - Via Bruschetti, 11 - Tel. 606.932/836

TELE FUN KEN

Ascoltare e vedere con apparecchi di classe

La nuova realizzazione TELEFUNKEN
TELEVISORE TTV 11
con cinescopio a deflessione 110° nelle due esecuzioni 17" e 21"

Comandi a tastiera:

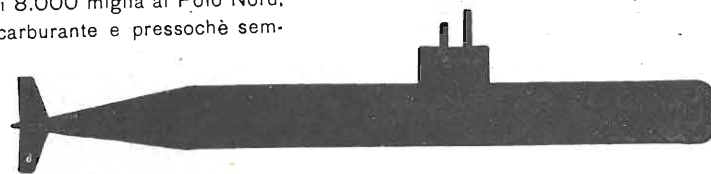
- per l'accensione e spegnimento dell'apparecchio
- per la commutazione dei programmi (I e II programma)
- per la definizione d'immagine (incisività)
- per la commutazione della tonalità
- comando di sintonia elettronica visiva.

Schermo a fluorescenza anti - abbagliante
Predisposto per il collegamento ad un convertitore UHF (II programma)

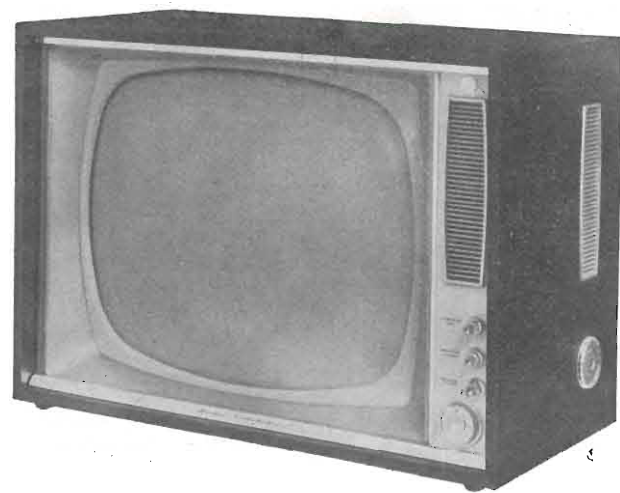
Radio Televisione **TELEFUNKEN** La marca mondiale

Westinghouse

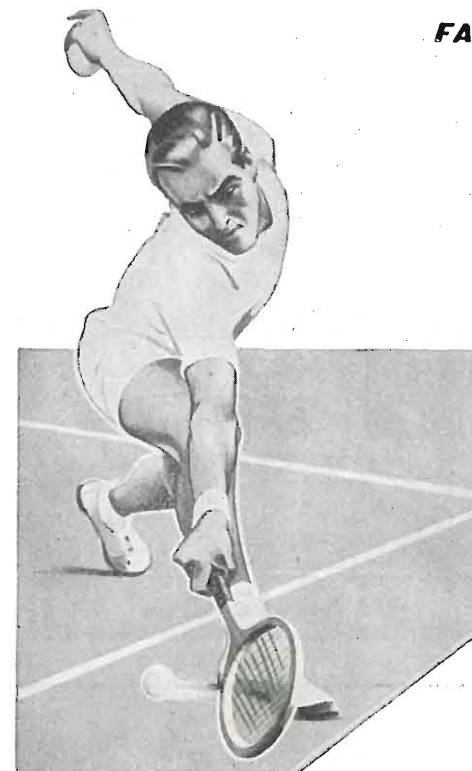
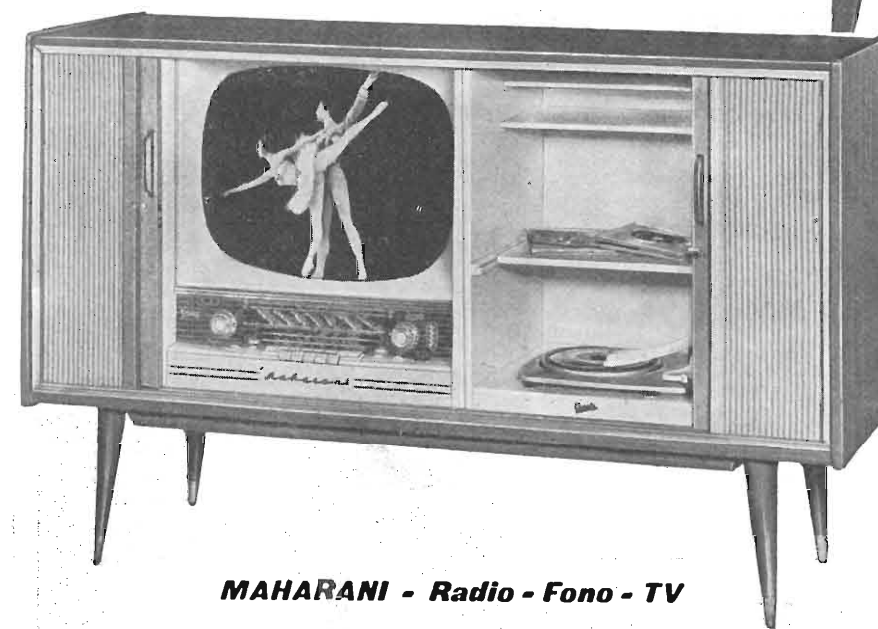
1 - USS - NAUTILUS

Il reattore atomico Westinghouse, azionato da una piccola quantità di uranio, permise al Nautilus di completare il viaggio di 8.000 miglia al Polo Nord, senza rifornimenti di carburante e pressochè sempre sotto acqua.

2 - USS SKATE

Il secondo a conquistare il ghiaccio polare, a distanza di soli 8 giorni! Lo Skate è pure dotato di un reattore atomico Westinghouse.

dall'esperienza westinghouse
il televisore ineguagliabile

Distributrice UNICA per l'Italia Ditta A. MANCINI
MILANO - Via Lovanio 5 - Tel. 650.445 - 661.324 - 635.240
ROMA - Via Civinini, 37 - 39 - Tel. 802.029 - 872.120

A colpo sicuro ....con Graetz

FAEHNRICH

MONARCH

MAHARANI - Radio - Fono - TV

AUTOREGOLAZIONI ELETTRONICHE

2° PROGRAMMA TV (U. H. F.)

TUBI a 110°

SCHERMO "Fumé,,

Agenzie GRAETZ

ROMA	- Teleradio,	P.za S. Donà di Piave, 16/19
GENOVA	- Graetz,	Via Ippolito d'Este, 1/2
MESSINA	- Artes,	Via S. Marta Is. 156, 23c
TORINO	- Graetz,	C.so Duca degli Abruzzi, 6
BOLZANO	- Int. Radio Service,	Via Vanga n. 61
FIRENZE	- Rolando Ciatti,	Via Lunga n. 133
MILANO	- Teleradio Gen. Co.,	Via Lusardi n. 8
PADOVA	- Ing. Giulio Ballarin,	Via Mantegna, 2

LESA s.p.a. MILANO - VIA BERGAMO 21 - TEL. 554.341/2/3

SIMPSON co. (U.S.A.)

ECCO IL NUOVO 260!

Con molte caratteristiche nuove che lo migliorano e lo rendono più utile di prima

Nuove portate: 50 Microampere - 250 Millivolt: rendono possibili misure più sensibili... campo di misura delle correnti esteso in sei facili portate.

Circuiti meno caricati: la sensibilità delle portate di tensione in c.a. elevata a 5.000 ohm-per-volt.

Portate in DBM di uso frequente: —20 DBM a +50 DBM, 1 milliwat in 600 ohm.

Aumentato il campo di frequenza nelle misure in c a.: 5 a 500.000 p/s.

PORTATE:

Volt c c (20.000 ohm/V.): 250 mV., 2,5-10-50-250-1000-5000 V.
Volt c. a. (5.000 ohm/V.): 2,5-10-50-250-1000-5000 V.
Volt c. a. (con un condensatore interno in serie da 0,1 μ f): 2,5-10-50-250 V.
Decibels: da —20 a +50 db. in 4 portate.
Ohm: 0-2.000 ohm, 0-200.000 ohm; 0-20 megaohm.
Microampere cc.: 50 - **Milliampere** cc.: 1-10-100-500 - **Ampere** c.c.: 10.

Agente Esclusivo per l'Italia: Dott. Ing. M. **VIANELLO**

VIA L. Anelli, 13 - **Milano** - Tel. 553.081 - 553.811

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

MILANO - Via Moscova 40/7 - Telefoni 650884 - 667326

CARATTERISTICHE

OSCILLOSCOPIO
modello 0.659

Amplificatore verticale

Responso in frequenza	da 5 Hz a 1,5 MHz entro ± 3 dB da 3 Hz a 4 MHz entro ± 6 dB
Sensibilità	50 mVpp/cm
Attenuatore ingresso	X1 - X10 - X100
Resistenza ingresso	1 MOhm costante
Capacità ingresso	circa 25 pF
Calibrazione	asse Y

Amplificatore orizzontale

Responso in frequenza	da 5 Hz a 500 KHz entro ± 3 dB
Sensibilità di deflessione	50 mVpp/cm
Resistenza ingresso	1 MOhm costante
Capacità ingresso	circa 25 pF

Asse tempi

Segnale rete per asse X	regolabile in fase 120° circa
Gamma di frequenza	da 20 Hz a 150 KHz
Sincronismo	interno ±, esterno, rete
Traccia di ritorno	soppressa
Presa per asse Z	posteriore
Valvole impiegate	ECF80 - ECF80 - ECF80 - ECF80 - ECF80 - EY86 - EZ81
Tubo impiegato	tipo 5UP1 schermo 5" traccia verde a media persistenza
Alimentazione	c.a. rete universale
Dimensioni	230 x 270 x 390 m/m
Peso	12 Kg. circa

Accessori: **Probe divisore mod. PR. 659**

Rapporto di divisione	1 : 10
Gamma di frequenza	sino a 5 MHz
Resistenza ingresso	10 MOhm
Capacità ingresso	circa 10 pF
Tensione max.	500 V eff.

Generalità

La realizzazione del nuovo oscilloscopio mod. 0.659 rappresenta una lodevole fusione di due principi fondamentali, il costo e la qualità. Si avvale dei più moderni criteri di progettazione, è dotato di caratteristiche tali da soddisfare le molteplici esigenze d'impiego ed è posto in commercio ad un prezzo decisamente inferiore ad altri oscilloscopi similari.

EDITRICE IL ROSTRO

MILANO (228)

VIA SENATO, 28 - TELEFONI 70 29 08 - 79 82 30

nuova organizzazione vendita rateale

La Editrice il Rostro offre, ad ogni tecnico Radio e TV, la possibilità di formarsi, con una modesta ed insignificante spesa mensile, una biblioteca tecnica qualificata ed aggiornata che permetta in ogni momento di trovare una risposta ai problemi che possono sorgere in esecuzione di lavoro.

Le numerose richieste da parte dei nostri affezionati lettori delle Riviste e delle Pubblicazioni, ci hanno spinto ad organizzare la vendita rateale dei nostri volumi, in modo da mettere chiunque in condizione di potersi formare una cultura, una biblioteca, ed aver sottomano subito ed al momento opportuno, il volume adatto alla necessità del momento.

Per realizzare questa possibilità, non avete che da scrivere una cartolina e inviarla alla Editrice Il Rostro, che Vi spedirà immediatamente **senza spesa e senza nessun impegno da parte Vostra**, il nuovo catologo generale illustrato, particolarmente curato, dal quale potrete scegliere le opere che più Vi interessano.

Le principali modalità relative all'acquisto sono:

1. **ordinazione minima per almeno L. 10.000;**
2. **pagamento suddiviso fino a 10 rate mensili, del valore minimo di L. 1.000 ciascuna;**
3. **tutti i volumi richiesti verranno spediti gravati di contrassegno postale per l'importo della sola prima rata;**
4. **le successive rate verranno da Voi versate sul ns. c.c.p. 3/24227 alla fine di ogni mese, senza richiedervi nè cambiali nè accettazioni e secondo le condizioni generali di vendita chiaramente indicate nel modulo di ordinazione che troverete unito al catalogo.**

In attesa di una Vostra richiesta, ci teniamo a Vostra completa disposizione per ogni e qualsiasi chiarimento.

---

l'antenna

RIVISTA MENSILE DI RADIOTECNICA TELEVISIONE ELETTRONICA

abbonamento annuo L. 3.500 + 70 i.g.e.

è la pioniera in questo campo

il primo numero uscì nel Dicembre 1929

ABBONAMENTI 1960

A tutti coloro che richiederanno un abbonamento annuo od il rinnovo di quello scaduto, di una delle Riviste, verrà inviato in omaggio una elegante e pratica cartella raccoglitrice dei 12 numeri annuali.
Ai sottoscrittori dell'abbonamento ad ambedue le Riviste verrà inviato, oltre alle due cartelle, anche un libro: H. Schreiber - TRANSISTORI Tecnica e Applicazioni oppure un altro libro di nostra edizione di uguale importo.

alta fedeltà

RIVISTA MENSILE dedicata a quanti si occupano di Hi Fi in tutte le sue applicazioni

abbonamento annuo L. 2.500 + 50 i.g.e.

Unica Rivista in Italia di questo genere

Testers analizzatori capacimetri misuratori d'uscita

NUOVI MODELLI BREVETTATI 630-B (Sensibilità 5.000 Ω x Volt) **e Mod. 680-B** (Sensibilità 20 000 Ω x Volt) **CON FREQUENZIMETRO!!**

ATTENTI ALLE IMITAZIONI!!

ESIGETE SOLO I NUOVI MODELLI I.C.E. SENZA ALCUN COMMUTATORE E CON FREQUENZIMETRO!!

IL MODELLO 630-B presenta i seguenti requisiti:

- Altissime sensibilità sia in C. C. che in C. A. (5.000 OhmsxVolt)
- 30 portate differenti!
- **ASSENZA DI COMMUTATORI** sia rotanti che a leva!!! Sicurezza di precisione nelle letture ed **eliminazione totale di guasti dovuti a contatti imperfetti**
- **FREQUENZIMETRO** a 3 portate = 0/50; 0/500; 0/5000 Hz.
- **CAPACIMETRO CON DOPPIA PORTATA** e scala tarata direttamente in pF. Con letture dirette da 50 pF fino a 500.000 pF. Possibilità di prova anche dei condensatori di livellamento sia a carta che elettrolitici (da 1 a 100 μF).
- **MISURATORE D'USCITA** tarato sia in Volt come in dB con scala tracciata secondo il moderno standard internazionale: 0 db = 1 mW su 600 Ohms di impedenza costante.
- **MISURE D'INTENSITÀ** in 5 portate da 500 microampères fondo scala fino a 5 ampères.
- **MISURE DI TENSIONE SIA IN C.C. CHE IN C.A.** con possibilità di letture da 0,1 volt a 1000 volts in 5 portate differenti
- **OHMMETRO A 5 PORTATE** (x 1 x 10 x 100 x 1000 x 10.000) per misure di basse, medie ed altissime resistenze (minimo 1 Ohm - MASSIMO 100 "cento,, mègaohms!!-).
- **Strumento anti urto** con sospensioni elastiche e con ampia scala (mm. 90 x 80) di facile lettura.

Dimensioni mm. 96 x 140: **Spessore massimo so'i 38 mm.** Ultrapiatto!!! Perfettamente tascabile - Peso grammi 500.

IL MODELLO 680-B è identico al precedente ma **ha la sensibilità in C.C. di 20.000 Ohms per Volt.** il numero delle portate è ridotto a 28; comprende però una portata diretta di 50 μA fondo scala.

PREZZO propagandistico per radioriparatori e rivenditori:

Tester modello 630-B L. 8.860!!!
Tester modello 680-B L. 10.850!!!

Gli strumenti vengono forniti completi di puntali, manuale di istruzione e pila interna da 3 Volts franco ns. stabilimento. *A richiesta astuccio in vinilpelle* L. 480.

NUOVA SERIE BREVETTATA CON FREQUENZIMETRO!!

I.C.E. INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE
MILANO - Via Rutilia, 19/18 - Telef. 531.554-6

Radioriparatori, quante volte avete dovuto perdere ore e ore del vostro lavoro nel tentativo di scoprire un elemento dal funzionamento intermittente? Un simile accidente non vi capiterà più se impiegherete il

SIGNAL TRACER S.O. 402

SEMPLICE, ECONOMICO, SICURO

Infatti, con questo strumento vi sarà facile scoprire il punto del circuito dove il segnale cessa di essere continuo per diventare intermittente. Trovare questo punto vuol dire aver trovato, praticamente, l'elemento difettoso da sostituire.

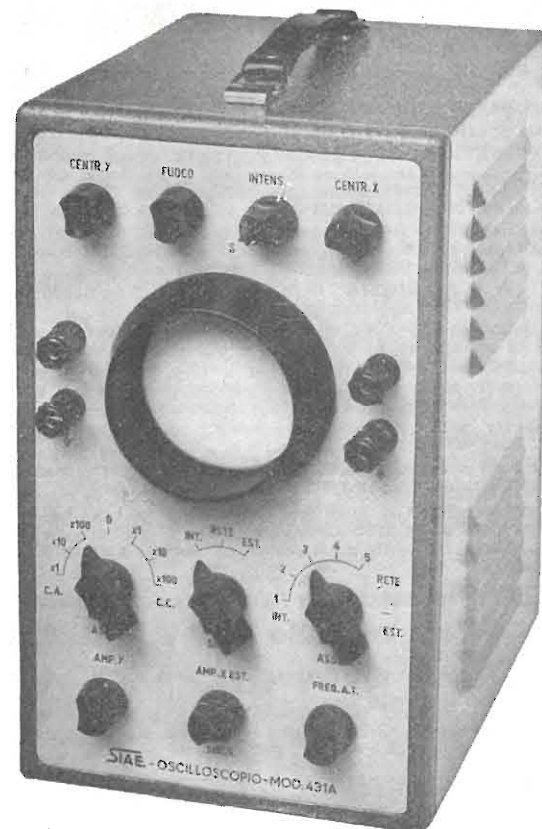
Con altrettanta sicurezza e facilità sarete in grado di scoprire guasti più «normali» in qualsiasi altro ricevitore.

VORAX RADIO *viale Piave, 14 (4-21) telefono 79 35 05* **MILANO**

Apparecchi radio e TV, scatole di montaggio, accessori e minuterie, viterie, dischi, elettrodomestici, strumenti di misura

S.I.A.E. STRUMENTI PER RADIO E TELEVISIONE

Oscilloscopio mod. 431-A portatile

- ★ DIMENSIONI: 155 x 250 x 195 mm
- ★ ASSE Y: lineare da 0 a 1 MHz; sensibilità: 1 mV, mm
- ★ ASSE X: lineare da 20 Hz a 2 kHz; sensibilità: 5 mV, mm
- ★ ASSE TEMPI: in 5 gamme da 5 Hz a 50 kHz

Analizzatore Elettronico mod. 524-C

- ★ IMPEDENZA D'ENTRATA: 100 MΩ in corrente cont.; 5 MΩ con 2,5 pF in c. a.
- ★ PORTATE a fondo scala: 1-3-10-30-100 300-1000 volt in c.c.
- ★ PORTATE in OHM: x 1, x 10, x 10^2, x 10^3 x 10^4 x 15^5 x 10^6 ohm.

L'apparecchio è dotato di "probe" R.F. a valvola

S.I.A.E. SOCIETA' ITALIANA APPARECCHIATURE ELETTRONICHE
MILANO - Via Natale Battaglia, 12 - Tel. 287145

L'ULTIMA NOVITÀ

della Biblioteca PHILIPS

è uscito

IL TRANSISTOR teoria e applicazioni

IN LINGUA ITALIANA

indice

SEMICONDUTTORI Struttura atomica Legami chimici . Conduzione di corrente nei semiconduttori • **FUNZIONAMENTO DEI TRANSISTOR** . Giunzioni P-N . Transistor a giunzione . Transistor a punta di contatto . Spiegazione semplificata del funzionamento dei diodi e dei transistor a punta di contatto • **CURVE CARATTERISTICHE DEI TRANSISTOR** . Differenza tra transistor e tubi elettronici . Triodi . Curve caratteristiche del triodo . Formule . Transistor N-P-N . I tre circuiti fondamentali . Curve caratteristiche dei transistor • **AMPLIFICATORI A TRANSISTOR** . Circuiti senza stabilizzazione . Progetto e stabilizzazione degli amplificatori a transistor con emettitore a massa . Amplificatori di uscita • **PROPRIETA' E COSTRUZIONE DEI TRANSISTOR** . Limite di frequenza e rumore di fondo . Transistor come interruttori . Fototransistor . Fabbricazione e montaggio dei transistor . Accorgimenti da adottare nell'impiego dei transistor • **CIRCUITI AMPLIFICATORI** . Amplificatore per microfoni dinamici . Un interessante stadio preamplificatore . Semplice cercaguasti (signal tracer) . Amplificatore telefonico . Voltmetro a transistor . Un frequenzimetro per bassa frequenza . Relais sensibile per corrente continua . Relais sensibile per radiofrequenza . Ponte di misura a transistor Amplificatore per deboli di udito equipaggiato con tre transistor . Apparecchio per protesi auditiva a 4 transistor . Amplificatore per 300 mW d'uscita . Amplificatore per 1 W d'uscita • **APPARECCHI RADIORICEVENTI** . Radioricevitori ad un solo transistor . Ricevitore a due transistor . Ricevitore a tre transistor . Ricevitore a cinque transistor con stadio d'uscita in controfase . Ricevitore tascabile con 4 transistor . Amplificatore di media frequenza equipaggiato con transistor tipo OC 45 . Oscillatore-convertitore equipaggiato con il transistor tipo OC 44 . Ricevitore sperimentale supereterodina equipaggiato completamente con transistor . Radioricevitore a 6 transistor • **OSCILLATORI** Convertitori in c.c. . Convertitori in controfase . Convertitori in c.c. per 500 V di tensione d'uscita . Oscillatore bloccato . Multivibratore . Generatore sinusoidale RC . Oscillatore Colpitts Multivibratore bistabile (flip-flop) . Unità per radiocontrollo , Oscillatore di bassa frequenza a reazione . Oscillatore RC per bassa frequenza . Multivibratore Schmitt-trigger a transistor • Dati tecnici riassuntivi dei diodi e dei transistor.

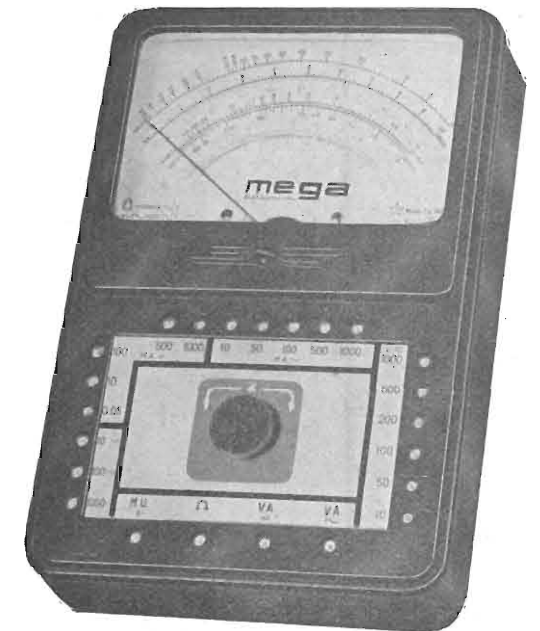
pagine 148, corredate da numerosi schemi e da interessanti fotografie **prezzo L. 700**

PHILIPS S.p.A. UFFICIO DEP. - MILANO - P.IV NOVEMBRE, 3

---

mega elettronica

strumenti elettronici di misura e controllo

milano - via degli orombelli n. 4 - telefono 296.103

ANALIZZATORE TC 18 E

sensibilità 20.000 ohm/V cc - 5000 ohm/V ca
6 portate voltmetriche cc - 6 portate voltmetriche ca (diodo al germanio)
3 scale ohmetriche indipendenti a lettura diretta da 2 ohm a 10 Mohm.
5 portate amperometriche cc e ca, misuratore d'uscita.
Complessivamente 31 portate. Dimensioni mm 195x130x48.

VOLTMETRO ELETTRONICO Mod. 110

Ampio quadrante, scala a due colori
tensioni da 1,2 V a 1200 V in 7 portate cc e ca
scale tracciate per valori p.p. - 3.400 V fondo scala
7 portate ohmetriche da 0,2 a 1.000 Mohm (10 Mohm centro scala)
puntale unico per letture cc - ca - ohm
dimensioni: 195 x 130 x 85
Accessori a richiesta: sonda RF 25/V 230 Mhz
sonda E H T 30.000 V.

ANNO XXXII 2

FEBBRAIO 1960 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**

Gerente **Alfonso Giovene**

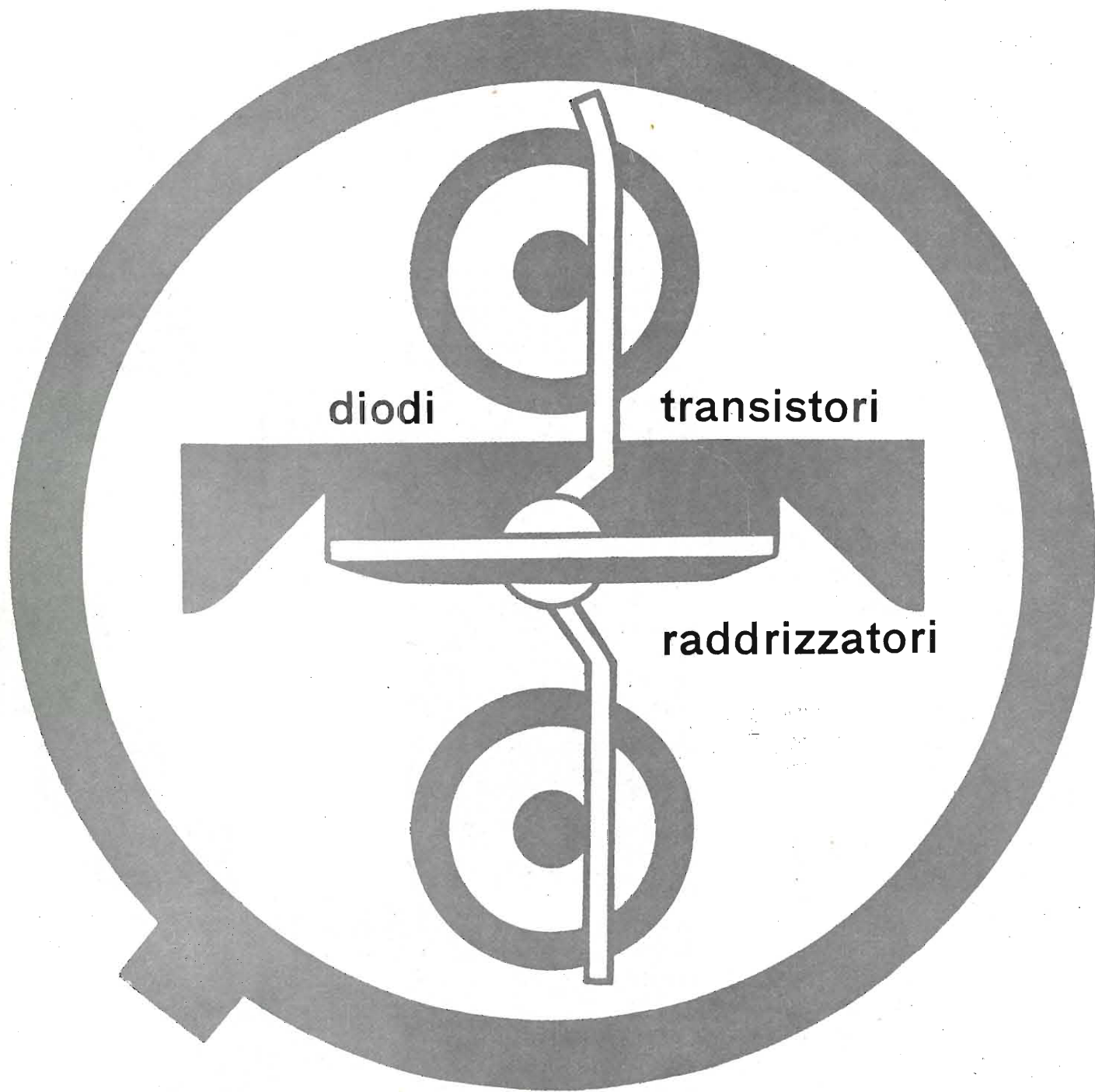
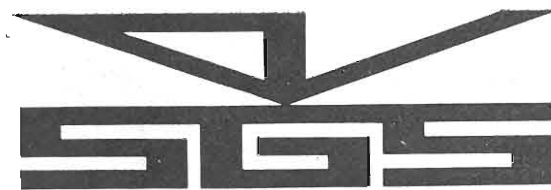
Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

Comitato di Redazione **prof. dott. Edoardo Amaldi - dott. ing. Vittorio Banfi - sig. Raoul Biancheri - dott. ing. Cesare Borsarelli - dott. ing. Antonio Cannas - dott. Fausto de Gaetano - dott. ing. Leandro Dobner - dott. ing. Giuseppe Gaiani - dott. ing. Gaetano Mannino Patanè - dott. ing. G. Monti Guarnieri - dott. ing. Antonio Nicolich - dott. ing. Sandro Novellone - dott. ing. Donato Pellegrino - dott. ing. Celio Pontello - dott. ing. Giovanni Rochat - dott. ing. Almerigo Saitz - dott. ing. Franco Simonini.**

Consulente tecnico **dott. ing. Alessandro Banfi**

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30 C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350:** l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500;** estero **L. 5.000.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50,** anche in francobolli.

dott. ing. Alessandro Banfi

Riprendiamo il tema delle UHF

L'argomento del 2.o programma TV, che come è noto inizierà le sue trasmissioni regolari il 1.o gennaio 1961, preoccupa sempre più gli esponenti dell'industria e del commercio Radio-TV.

Se a prima vista può sembrare prematuro preoccuparsi di una situazione che prenderà corpo solo a quasi un anno di distanza, a ben considerare la questione con la massima ponderazione, questa non appare invece così prematura, per i seguenti motivi:

1) L'inizio del programma regolare dovrà essere preceduto da un adeguato periodo di trasmissioni sperimentali aventi lo scopo di preparare una « base » minima di qualche centinaio di migliaia di telespettatori già in condizioni di ricevere efficientemente tali emissioni.

2) Per tale fase preparatoria di ricezioni in U.H.F. occorrono evidentemente i trasmettitori definitivi annunciati dalla RAI (installati in varie località del territorio nazionale) di prossima ma ben definita entrata in servizio sperimentale. Si prevede che all'entrata in servizio di ciascuno di tali trasmettitori, si verifichi uno spiccato interesse dei telespettatori compresi nell'area servita se non altro per accertare la possibilità di ricezione del futuro 2.o programma e per preparare il nuovo impianto d'antenna.

Nella fattispecie tale interesse sarà particolarmente vivo e diffuso, nelle zone della Valle Padana servite dai due trasmettitori di grande potenza di M. Penice e di M. Venda.

3) Il breve ma tanto atteso periodo di trasmissioni eccezionali delle gare olimpiche di Roma nel prossimo mese di agosto.

Per tali trasmissioni si manifesta già sin d'ora un fortissimo interesse che si tradurrà in una notevole richiesta di convertitori per adattare alla ricezione delle U.H.F. gli esistenti televisori non predisposti per tale funzione, nonchè di nuovi televisori già pronti per l'U.H.F.

Si stima che non meno di 300.000 televisori di vecchio tipo, verranno adattati per tali ricezioni, con relativo nuovo impianto d'antenna.

Da quanto precede, è facile dedurre che in vista del notevole interesse per le ricezioni in U.H.F. che si manifesterà nei prossimi mesi in continuo crescendo, l'industria TV italiana si vada preparando per affrontare adeguatamente le prevedibili richieste del pubblico.

La preoccupazione nasce principalmente dal fatto che tali richieste esploderanno nel breve giro di pochi mesi, per un prevedibile numero di almeno mezzo milione di telespettatori.

Ciò riguarda in modo particolare la situazione degli esistenti televisori di vecchio tipo: in misura minore riguarda i televisori di nuova produzione già atti alla ricezione U.H.F.

Si noti tra l'altro che il gruppo convertitore necessario per adattare i vecchi televisori alla ricezione U.H.F. deve possedere caratteristiche elettriche ben diverse dal gruppo che viene montato nel televisore di nuova produzione.

Infatti nel primo caso si ricorre alla doppia conversione di frequenza. Si passa cioè da una frequenza U.H.F. a quella di un canale V.H.F. poco usato (ad es. il canale C per tutta l'Italia eccetto il Piemonte): inoltre l'operazione di conversione deve essere effettuata in modo da avere le posizioni delle portanti video ed audio esattamente invertite nei rispetti di quanto si verifica nei comuni gruppi in V.H.F. Quest'ultima precauzione è indispensabile in quantochè nella successiva conversione in V.H.F. media frequenza avviene una ulteriore inversione della posizione delle due portanti.

(il testo segue a pag. 55)

dott. ing. Angelo Pistilli

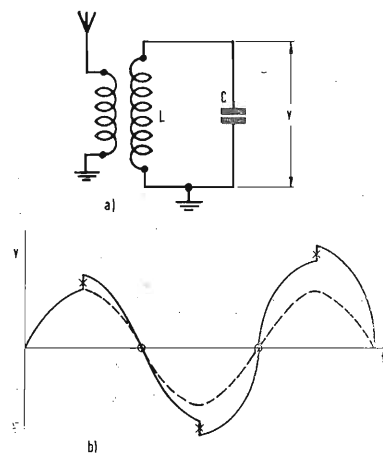
Gli amplificatori parametrici

(parte prima di tre parti)

Gli amplificatori parametrici costituiscono una delle conquiste più recenti della tecnica elettronica. Si esaminano le ragioni che hanno condotto alla ricerca di un tipo di amplificatore a basso fattore di rumore nella gamma delle onde metriche e delle microonde e si espone come le prestazioni degli amplificatori parametrici soddisfino a tale requisito. Si espongono i principi fisici su cui si fonda il funzionamento degli amplificatori parametrici e si descrivono i possibili sistemi parametrici.
Si accenna al principio di funzionamento degli elementi a reattanza non lineare. Si espone quindi la teoria dei soli amplificatori parametrici capacitivi a banda invertita ricavando la formulazione analitica del guadagno, della larghezza di banda, del fattore di rumore, della stabilità e della potenza dell'oscillatore di pompaggio. Segue un dettagliato esempio di calcolo di progetto. Il lavoro è corredato da una ricca bibliografia sull'argomento.

Fig. 1 - Principio di funzionamento degli amplificatori parametrici; *a*) Schema di principio; *b*) Tensione di uscita (linea continua). Le crocette indicano la brusca diminuzione della capacità ed i circolini il brusco ritorno della capacità al valore iniziale. La linea tratteggiata rappresenta le tensioni d'uscita se la capacità non subisce variazioni.

0 - PREMESSA.

La tecnica elettronica si è orientata, negli ultimi due decenni, verso l'impiego di frequenze sempre più elevate, essenzialmente per poter disporre di gamme di frequenze sempre più vaste e per sfruttare le particolari proprietà delle microonde in alcune realizzazioni nelle quali di tali proprietà si trae prezioso ed indispensabile profitto.
Come è ben noto i ricevitori per microonde necessitano di uno stadio convertitore relativamente rumoroso e caratterizzato da una perdita di conversione, anzichè da un guadagno di conversione come nei convertitori per frequenze normali.
Pertanto all'ingresso dell'amplificatore di media frequenza giungerà un segnale minore del segnale captato dall'antenna ed un rumore relativamente elevato.
Poichè in ogni sistema di comunicazioni è indispensabile che il segnale, che costituisce l'elemento utile della comunicazione, non sia soffocato dal rumore, che costituisce l'elemento parassita, le considerazioni testè esposte sono determinanti per la prestazione del sistema.
Allo scopo di aumentare tale prestazione è particolarmente sentita la necessità di un amplificatore di alta frequenza da interporre fra l'antenna e lo stadio convertitore ed avente lo scopo di amplificare il segnale introducendo il minor rumore possibile. Il rapporto segnale/rumore del ricevitore risulta in tal caso poco influenzato dal rumore dello stadio convertitore e dei successivi in quanto il livello delle due grandezze risulta adeguatamente aumentato dall'amplificatore di alta frequenza.
La realizzazione di un amplificatore per altissime frequenze avente un basso fattore di rumore costituisce quindi un obiettivo fondamentale per migliorare la prestazione, e quindi la sensibilità, del sistema ricevente a microonde.
La tecnica elettronica ha finora cercato di realizzare l'amplificazione delle altissime frequenze mediante tubi a modulazione di velocità (tubi ad onda progressiva e simili) i quali peraltro sono caratterizzati, per loro natura, da un fattore di rumore relativamente elevato e costituiscono quindi una soluzione non certo ideale del problema.
In data recentissima (inizio del 1958), con i progressi notevolissimi delle conoscenze dell'elettronica dello stadio solido, sono stati escogitati altri due tipi di amplificatori per microonde caratterizzati da fattori di rumore particolarmente basso. Tali nuovi amplificatori sono:
a) i *maser* o amplificatori quantici solidi;
b) gli amplificatori parametrici.
Entrambi appartengono alla categoria degli amplificatori *molecolari* e sfruttano principi fisici nettamente dissimili da quelli utilizzati negli amplificatori convenzionali che, come è noto, costituiscono la grande categoria degli amplificatori *elettronici*.
Mentre infatti questi ultimi (klystron, tubi ad onda progressiva, ecc.) trasformano direttamente l'energia cinetica o l'energia potenziale elettrostatica degli elettroni in energia ad altissima frequenza mediante un'interazione fra cariche in movimento e campo ad alta frequenza, negli amplificatori molecolari tale interazione non esiste o si manifesta solo indirettamente. Esiste invece interazione fra campo ad altissima frequenza ed una sostanza molecolare non caricata elettricamente.
In questo studio ci occuperemo soltanto degli amplificatori parametrici esponendo i principi fisici su cui si basa il loro funzionamento e ricavando la formulazione analitica delle loro prestazioni.

1. - PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DEGLI AMPLIFICATORI PARAMETRICI.

Supponiamo (fig. 1*a*) che il segnale captato dall'antenna pervenga, tramite una opportuna rete di accoppiamento, che in figura è stata segnata come un trasformatore, ad un circuito oscillante accordato sulla frequenza del segnale in arrivo f_i.
La tensione ai capi del condensatore raggiunge il suo valore massimo quando l'energia risulta tutta accumulata nel condensatore. In questo istante, denotando con Q le cariche presenti su una armatura, la tensione V e la potenza P assumono il valore:

$$V = \frac{Q}{C}\,; \quad P = \omega_i \frac{Q^2}{C}.$$

Supponiamo ora di allontanare bruscamente le armature del condensatore. Così facendo diminuiamo il valore della capacità C e pertanto, poichè il movimento suddetto, supposto istantaneo, non implica variazione delle cariche sulle armature, cioè poichè Q resta costante, ne deriva che sia la tensione che la potenza aumentano. Ciò è perfettamente logico in quanto per allontanare le armature abbiamo dovuto spendere un lavoro per vincere l'attrazione elettrostatica fra le armature stesse e pertanto abbiamo fornito dall'esterno energia al campo elettrico.
Supponiamo ora di ravvicinare le armature alla distanza iniziale nell'istante in cui la tensione fra le armature è nulla e, di conseguenza, non esistono cariche sulle armature stesse. Viene in questo caso a mancare ogni attrazione elettrostatica ed il movimento si compie senza alcuno scambio energetico, giacchè implica un lavoro nullo. Successivamente allontaniamo nuovamente le armature quando la tensione assume il massimo valore negativo aumentando ancora la tensione. Nel successivo istante in cui la tensione si annulla riavviciniamo ancora le armature e continuiamo poi il ciclo nella maniera testè descritta.
Si consegue una amplificazione sia di potenza sia di tensione, quest'ultima essendo visualizzata in fig. 1*b*. Effetti analoghi si possono ottenere variando opportunamente anzichè il valore della capacità il valore della induttanza. Queste elementari considerazioni possono dare un'idea approssimativa del principio di funzionamento di un amplificatore parametrico. In realtà la variazione dell'elemento reattivo (induttanza o capacità) viene ottenuta applicando una tensione prodotta localmente (tensione di pompaggio) ad una reattanza non lineare, cioè tale che il valore dell'induttanza o della capacità non sia costante, ma risulti funzione della tensione ad essa applicata. Ai capi della reattanza non lineare viene applicato il segnale in arrivo. Questo segnale di frequenza f_i applicato ad una reattanza variabile con la frequenza f_o della tensione di pompaggio fa scorrere nella reattanza stessa una corrente distorta, contenente componenti di frequenza combinazione lineare delle due, cioè di frequenza $mf_o \pm nf_i$ ove m ed n sono numeri interi positivi. Ai capi della reattanza si localizza una caduta di tensione costituita anche essa da infinite componenti di frequenza. Un circuito selettivo per una di queste frequenze f_M (ad esempio per $f_M = f_o - f_i$) consente di utilizzare la tensione di frequenza f_M presente ai capi della reattanza. La potenza associata a questa componente ha origine dai segnali d'ingresso e di pompaggio e può quindi essere maggiore della potenza associata al solo segnale d'ingresso. Si intuisce quindi come si possa conseguire una conversione di frequenza con guadagno di conversione. Si noterà che la conversione di frequenza avviene mediante l'utilizzazione, come elemento mescolatore, di una reattanza non lineare, cioè di un elemento che, se è realmente una reattanza pura, è esente da rumore. Il fattore di rumore di un amplificatore parametrico è quindi particolarmente basso e non raggiunge l'unità (0 dB) soltanto a causa della rumorosità dei circuiti di entrata e di uscita, che contengono necessariamente degli elementi resistivi, nonchè a causa di componenti ohmiche ineluttabilmente presenti nell'impedenza non lineare.
È evidentemente utile che i segnali alle tre frequenze in giuoco (f_i ed f_o entranti, f_M uscente) siano interamente applicati ai capi della reattanza non lineare e non vadano inutilmente dispersi nelle rimanenti reti. Pertanto si interpone fra ciascun

circuito (circuito d'ingresso, circuito di pompaggio, circuito d'uscita o circuito « idling », cioè circuito a frequenza differenza) e la reattanza non lineare un filtro passa-banda che lascia passare, con bassissima attenuazione, la gamma di frequenza del circuito che le compete bloccando tutte le altre. Con tale accorgimento ogni circuito è necessariamente percorso da correnti variabili con la rispettiva frequenza.

Supponiamo per il momento che la reattanza sia pura, cioè non contenga componenti ohmiche nè sia affetta da fenomeni di isteresi, per cui immagazzina energia restituendola poi interamente senza dissipazione alcuna. L'ipotesi che l'elemento di accoppiamento sia una reattanza pura implica che se due circuiti (circuito d'ingresso e circuito di pompaggio) forniscono potenza reale, questa deve necessariamente essere trasferita al circuito restante (cioè al circuito d'uscita) in quanto l'elemento comune, essendo reattivo puro, non è in grado di assorbire, cioè di dissipare, potenza reale.

Per quanto già detto però ciascun circuito può essere percorso soltanto da potenza alla frequenza che compete al circuito stesso, di conseguenza ogni scambio diretto di energia fra i vari circuiti risulta precluso. Perchè quindi possa avvenire un trasferimento di potenza reale da due circuiti (d'ingresso e di pompaggio) nel terzo circuito (d'uscita) è necessario che l'elemento di accoppiamento, attraverso il quale ha luogo il trasferimento di potenza, effettui una conversione di frequenza. Se la reattanza di accoppiamento fosse lineare sarebbe valido il principio di sovrapposizione degli effetti e pertanto ciascun circuito si potrebbe analizzare separatamente dagli altri due e risulterebbe chiuso sulla reattanza pura di accoppiamento. In questo caso non sarebbe possibile nessuno scambio di potenza reale in quanto nessun circuito è in grado di fornire potenza reale ad una reattanza pura. Si conclude dunque che condizione indispensabile per la possibilità di costruire un amplificatore parametrico è quella di disporre come elemento di accoppiamento fra i vari circuiti di un elemento reattivo non lineare.

Sempre nell'ipotesi che l'elemento di accoppiamento sia una reattanza pura, applicando all'intero amplificatore il principio della conservazione dell'energia, ed indicando con P_i, P_o, P_M la potenza reale che percorre rispettivamente il circuito d'ingresso, il circuito di pompaggio ed il circuito d'uscita, e considerando positiva la potenza reale quando è diretta verso l'elemento di accoppiamento e negativa quando da tale elemento si diparte, si ha:

$$P_i + P_o + P_M = 0.$$

Cerchiamo ora di esaminare con maggiori dettagli l'andamento dei fenomeni. Supponiamo che la caratteristica dell'elemento a caratteristica non lineare sia univoca, cioè l'elemento stesso non presenti isteresi. Ciò significa che se l'elemento è un condensatore esiste una relazione unica fra la carica q e la tensione v, cioè $q = f(v)$ essendo f il simbolo generico di funzione ed il condensatore stesso è esente da fenomeni di isteresi dielettrica. Se invece l'elemento è una induttanza esiste una relazione unica fra il flusso Φ e la corrente i, cioè $\Phi = f(i)$ e l'induttanza stessa è esente da fenomeni di isteresi magnetica. Se supponiamo che nella reattanza non lineare possono scorrere soltanto quattro frequenze e precisamente:

1) la frequenza del segnale f_i associata ad una potenza P_i positiva quando è diretta verso la reattanza.

2) la frequenza di pompaggio f_o associata ad una potenza P_o positiva quando è diretta verso la reattanza.

3) la frequenza somma $f_{MS} = f_o + f_i$ associata ad una potenza P_{MS} positiva quando è diretta verso la reattanza.

4) la frequenza differenza $f_{Md} = f_o - f_i$ associata ad una potenza P_{Md} positiva quando è diretta verso la reattanza,

Fig. 2 - Schema di principio di un amplificatore parametrico senza inversione di banda.

Fig. 3 - Schema di principio di un amplificatore parametrico ad inversione di banda (inverting).

si può dimostrare (1) che valgono le relazioni:

$$P_o = f_o \left[\frac{(-P_{MS})}{f_{MS}} + \frac{(-P_{Md})}{f_{Md}} \right] \quad [1] \qquad P_i = f_i \left[\frac{(-P_{MS})}{f_{MS}} - \frac{(-P_{Md})}{f_{Md}} \right]. \quad [2]$$

È appena necessario far notare che, in conformità alle ipotesi fatte, una potenza negativa significa che la potenza fluisce dalla reattanza verso il rispettivo circuito. Ciò premesso si può giungere immediatamente ad alcune conclusioni fondamentali.

a) Supponiamo di sintonizzare il circuito d'uscita sulla frequenza $f_{MS} = f_o + f_i$ interponendo inoltre fra circuito d'uscita e reattanza non lineare un filtro passa-banda che consenta il passaggio di f_{MS} (o della banda ottenuta sommando la f_o con tutte le frequenze costituenti il segnale) e blocchi tutte le altre, in particolare quindi anche la f_{Md}. Come abbiamo già detto analoghi filtri passa banda si dispongono fra circuito d'ingresso e reattanza (filtro che lascia passare la gamma del segnale, cioè lo spettro di frequenze nell'intorno di f_i, e blocca tutte le altre) e fra circuito di pompaggio e reattanza (f_o passante, blocco per tutte le altre), di conseguenza ogni via risulta preclusa alle correnti di frequenza f_{Md} che quindi non saranno presenti nel circuito, cioè si avrà $P_{Md} = 0$. In tali condizioni le [1] e [2] divengono:

$$P_o = f_o \left[\frac{-P_{MS}}{f_{MS}} \right] \quad [3] \qquad P_i = f_i \left[\frac{-P_{MS}}{f_{MS}} \right] \quad [4]$$

sommando membro a membro le [3] e [4] si ricava:

$$P_o + P_i = (f_o + f_i) \left[\frac{-P_{MS}}{f_{MS}} \right]$$

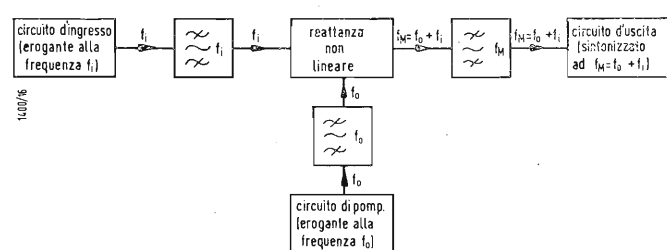
da cui, ricordando che $f_{MS} = f_o + f_i$, si deduce

$$P_o + P_i = - P_{MS}. \quad [5]$$

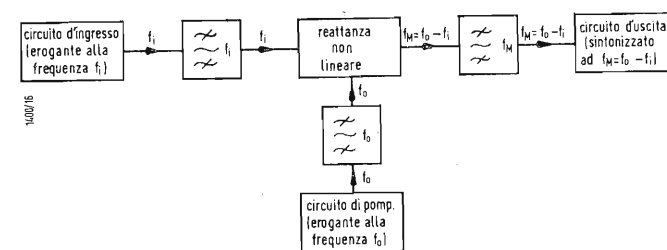
Ciò significa, in base alle convenzioni fatte sui segni delle potenze, che il circuito a frequenza somma assorbe la somma delle potenze erogate dagli altri due circuiti. Se quindi, come abbiamo supposto, il circuito d'uscita è sintonizzato sulla frequenza somma della frequenza del segnale e della frequenza di pompaggio ($f_M = f_o + f_i$) la potenza utilizzata nel circuito d'uscita (cioè alla frequenza di uscita) è, per la [5], la somma della potenza che il segnale e l'oscillatore di pompaggio erogano sulla reattanza non lineare. Il guadagno in potenza dell'amplificatore parametrico così concepito vale evidentemente, per la [4]:

$$G = \frac{-P_{MS}}{P_i} = \frac{f_{MS}}{f_i} = \frac{f_o + f_i}{f_o} \quad [6]$$

cioè il guadagno in potenza è pari al rapporto delle frequenze di uscita e d'ingresso. Essendo l'elemento di accoppiamento passivo e la potenza somma uscente ne deriva che tanto il circuito di pompaggio quanto il circuito d'ingresso erogano potenza sulla reattanza variabile. In particolare quindi l'impedenza dell'intero amplificatore vista dai morsetti d'ingresso deve contenere una componente reale positiva. Ne consegue che l'amplificatore è sempre stabile, giacchè manca qualsiasi reazione e non vi è alcuna possibilità che si destino delle autooscillazioni.

b) Supponiamo ora di sintonizzare il circuito d'uscita sulla frequenza $f_{Md} = f_o - f_i$ interponendo inoltre fra circuito d'uscita ed elemento non lineare un filtro passa-banda che consenta il passaggio di f_{Md} (o della banda ottenuta sottraendo alla f_o tutte le frequenze costituenti il segnale) e blocchi tutte le altre, in particolare quindi anche la f_{MS}. La presenza dei filtri passa-banda sul circuito d'ingresso e sul circuito di pompaggio, unitamente al filtro passa-banda sul circuito d'uscita, accordato sulla frequenza differenza, precludono ogni via alle correnti di frequenza f_{MS} che quindi non possono scorrere nel circuito, per cui si ha $P_{MS} = 0$. In tali condizioni le [1] e [2] divengono:

$$P_o = f_o \left[\frac{-P_{Md}}{f_{Md}} \right] \quad [7] \qquad P_i = f_i \left[- \frac{-P_{Md}}{f_{Md}} \right] \quad [8]$$

cioè

$$- P_i = f_i \left[\frac{-P_{Md}}{f_{Md}} \right]. \quad [9]$$

(1) Dimostreremo più oltre dette relazioni per un caso particolare. Per la dimostrazione generale il lettore potrà consultare la bibliografia 1.

Sommando membro a membro le [7] ed [8] si ha:

$$P_o + P_i = (f_o - f_i)\left(\frac{-P_{Md}}{f_{Md}}\right)$$

da cui, ricordando che $f_{Md} = f_o - f_i$, si deduce:

$$P_o = - P_i - P_{Md}. \qquad [10]$$

Abbiamo scritto la [10] in questa forma perchè, come risulta dalla [8] P_i è negativo. Dalla [9] si ha:

$$\frac{-P_{Md}}{-P_i} = \frac{f_{Md}}{f_i} = \frac{f_o - f_i}{f_i} \qquad [11]$$

applicando la regola del comporre si ha, tenendo conto della [10]

$$\frac{-(P_{Md} + P_i)}{-P_i} = \frac{f_o}{f_i} = \frac{P_o}{-P_i} \qquad [12]$$

ed ancora

$$\frac{-P_{Md}}{-(P_i + P_{Md})} = \frac{f_{Md}}{f_o} = \frac{-P_{Md}}{P_o} \qquad [13]$$

cioè

$$\frac{P_o}{-P_{Md}} = \frac{f_o}{f_{Md}} = \frac{f_o}{f_o - f_i}.$$

In questo caso dunque il circuito di pompaggio fornisce potenza reale, nel rapporto delle rispettive frequenze, tanto al circuito di utilizzazione quanto al circuito di entrata. In particolare quindi l'amplificatore parametrico assorbe dal circuito d'ingresso una potenza reale negativa (cioè l'amplificatore fornisce potenza positiva al circuito d'ingresso), di conseguenza l'impedenza dell'intero amplificatore vista dai morsetti d'ingresso deve contenere una componente reale negativa. Regolando i parametri dell'amplificatore, si può variare il valore di detta resistenza negativa, riducendo quindi la resistenza del circuito d'entrata ed aumentando quindi quanto si vuole la potenza che detto circuito assorbe (qualora la resistenza negativa avesse lo stesso valore della resistenza (positiva) del circuito d'ingresso visto dai morsetti dell'amplificatore il guadagno sarebbe infinito). Si viene così a costituire un amplificatore a reazione con guadagno arbitrariamente grande fino all'oscillazione (si consegue l'oscillazione quando la resistenza negativa dell'amplificatore è, in valore assoluto, maggiore della resistenza ohmica del circuito d'ingresso). Amplificatori parametrici di questo tipo hanno dunque tendenza all'instabilità ed, in sede di progetto, è necessario cautelarsi contro questo pericolo. Osserviamo che, come si deduce dalla [11], aumentando $-P_i$ aumenta anche $-P_{Md}$ secondo un rapporto fisso. Sono pertanto possibili due diversi schemi di utilizzazione:

1) con carico connesso al circuito di uscita, cioè utilizzando la conversione di frequenza;

2) con carico connesso al circuito di entrata, cioè senza utilizzare la conversione di frequenza e dissipando la potenza che il circuito di pompaggio fornisce al circuito d'uscita.

Esamineremo separatamente il caso in cui il circuito d'uscita sia sintonizzato sulla frequenza somma ($f_M = f_o + f_i$) ed il caso in cui il circuito d'uscita sia sintonizzato sulla frequenza differenza ($f_M = f_o - f_i$). In quest'ultima eventualità lo spettro di un segnale risulta invertito e, per questa ragione, tale schema parametrico viene denominato *inverting* nella letteratura tecnica americana.

Uno schema parametrico può funzionare in altre maniere oltre le due descritte. Ad esempio si può, se $f_i = f_o + f_M$, ricavarne un attenuatore stabile nel quale la potenza del segnale in arrivo viene ceduta al circuito di pompaggio ed al circuito d'uscita nel rapporto delle rispettive frequenze. In tal caso la potenza ricavata all'uscita sarebbe minore (nel rapporto $\frac{f_M}{f_i} < 1$) della potenza prelevata all'ingresso. Tale utilizzazione non ha tuttavia interesse tecnico nè applicativo.

Schematicamente gli amplificatori parametrici che studieremo corrispondono ai casi:

a) circuito d'uscita a frequenza somma (fig. 2) o amplificatore senza inversione di banda;

b) circuito d'uscita a frequenza differenza (*inverting*) (fig. 3) o amplificatore ad inversione di banda.

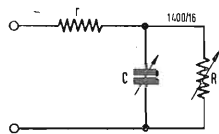



Fig. 4 - Circuito equivalente di un diodo al germanio.

Facciamo osservare che gli amplificatori parametrici sono spesso denominati in altra maniera, e precisamente: amplificatori dielettrici, amplificatori a reattanza, mavar (amplificatori per microonde a reattanza variabile), reactatron. Tali denominazioni vengono frequentemente usate per designare lo stesso tipo di amplificatori. Nel nostro studio ci atterremo costantemente alla denominazione già usata (amplificatori parametrici) che, pur senza essere più significativa delle altre, sembra aver incontrato maggior favore nella letteratura tecnica internazionale.

2. - ELEMENTI A REATTANZA NON LINEARE.

Come capacità non lineare si utilizza un normale diodo germanio *p*-germanio *n* (od equivalente al silicio), polarizzato nel senso della non conduzione.

Come è noto il circuito equivalente di un siffatto cristallo (fig. 4) consiste in una resistenza non lineare R in parallelo ad una capacità non lineare C ed il raggruppamento di questi due elementi risulta in serie con una resistenza lineare r. La resistenza R rappresenta la resistenza non lineare della barriera al contatto. Tale resistenza nel senso della non conduzione è molto elevata e può essere trascurata. La resistenza r (spreading resistance) è sostanzialmente la resistenza interna del contatto ed è determinata dall'area del contatto e dalla conduttività del semiconduttore secondo la relazione:

Fig. 5 - Capacità del diodo HAP2810 in funzione della polarizzazione inversa.

$$r = \frac{1}{4\,\sigma\,a}$$

dove:

a = raggio dell'area circolare del contatto,

σ = conduttività del semiconduttore.

Lo strato fra la punta di tungsteno e la superficie del cristallo costituisce lo strato barriera in quanto ostacola il passaggio della corrente. Tale strato barriera ha una piccola conduttività, ma una notevole costante dielettrica, cosicchè fra la punta di tungsteno ed il blocco di cristallo si viene a costituire una capacità. Tale capacità varia con il valore della tensione applicata al cristallo in quanto anche lo spessore dello strato barriera varia con questa. Di conseguenza tale capacità non è lineare. Variando la tensione negativa applicata si varia la distanza fra i portatori + e —, cioè fra le cariche costanti del condensatore. Praticamente una escursione di tensione negativa fra zero e la massima sopportabile dal cristallo provoca una variazione di capacità da 2,5 pF circa a 0,5 pF circa. Il valore di r è dell'ordine di 2 ÷ 4 Ω. I costruttori danno anche la frequenza di taglio f_t del diodo, cioè la frequenza alla quale il coefficiente di bontà $Q_d = \frac{1}{\omega\, r\, C}$ si riduce all'unità. Tale frequenza vale evidentemente: $f_t = \frac{1}{2\,\pi\, r\, C}$. Con riferimento alla proprietà di rappresentare una reattanza variabile tali elementi denominati « diodi varactor » o semplicemente varactor.

Fig. 6 - Frequenza di taglio del diodo HPA2810 in funzione della polarizzazione inversa.

A puro titolo esemplificativo riportiamo le caratteristiche di un diodo per amplificatori parametrici esistente in commercio. Il diodo HPA2810 prodotto dalla ditta HUGHES SEMICONDUCTORS di Newport Beach (California) ha come valor medio r = 3,5 Ω e C_o = 2,4 pF. Le fig. 5 e fig. 6 riportano l'andamento della capacità e della frequenza di taglio in funzione della tensione negativa di polarizzazione e sono fornite dalla ditta costruttrice.

Nel caso di induttanza non lineare si fa uso di ferriti. Esula dallo scopo di questo studio entrare in dettaglio circa il comportamento delle ferriti sottoposte a campi ad altissima frequenza. (*continua*)

Riprendiamo il tema delle UHF

(segue da pag. 49)

Ma prima di concludere questa disamina del prossimo futuro dell'U.H.F. desidero accennare che oltre alla disponibilità degli accennati convertitori e materiali d'antenna (antenna e cavi) saranno seriamente impegnati anche i tecnici dei servizi assistenza inquantochè, salvo casi particolari, la messa in funzione della catena antenna-cavo-convertitore-televisore non potrà essere effettuata dal privato.

Ecco quindi la necessità di organizzazioni specializzate che possano assistere con serietà, competenza ed economia i possessori di vecchi televisori desiderosi di porsi sollecitamente in condizioni di ricevere il 2.o programma.

A.

Elenco completo dei centri TV della Rai

L'elenco che segue, aggiornato al 31 dicembre 1959, riporta, suddivisi per regione, tutti i centri trasmettitori e ripetitori posti in esercizio dalla Rai nel programma di estensione della rete TV.

1. - Piemonte - Val d'Aosta

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	Canale	Polarizz.	Data di attivazione
Torino	Torino	Torino	7,7 E 45,0 N	C	H	10. 7.49
Plateau Rosa	Aosta	Valtournanche	7,7 E 45,9 N	H	H	7. 8.55
Premeno	Novara	Ghiffa	8,6 E 46,0 N	D	V	14. 6.56
Aosta	Aosta	Gressan	7,3 E 45,7 N	D	H	28. 6.56
Villar Perosa	Torino	Villar Perosa	7,3 E 44,9 N	H	H	22.12.56
Sestriere	Torino	Sestriere	6,9 E 45,0 N	G	H	29.12.56
Torino-Collina	Torino	Torino	7,6 E 45,1 N	H	V	21. 8.57
Courmayeur	Aosta	Courmayeur	6,9 E 45,8 N	F	H	6. 9.57
Mondovì	Cuneo	Mondovì	7,8 E 44,4 N	F	H	25.11.57
Ceva	Cuneo	Ceva	8,1 E 44,4 N	G	H	6.12.57
Candoglia	Novara	Mergozzo	8,4 E 46,0 N	E	V	16.12.57
Ovada	Alessandria	Ovada	8,6 E 44,6 N	D	H	22.12.57
Domodossola	Novara	Domodossola	8,3 E 46,1 N	H	V	4. 1.58
Bardonecchia	Torino	Bardonecchia	6,7 E 45,1 N	D	H	6. 2.58
Trivero	Vercelli	Mosso S. Maria	8,1 E 45,7 N	F	H	10. 5.58
Dogliani	Cuneo	Dogliani	7,9 E 44,5 N	E	V	31. 7.58
Susa	Torino	Mompantero	7,1 E 45,1 N	E	H	20.12.58
Col de Courtil	Aosta	Hône	7,7 E 45,6 N	E	V	23.12.58
Saint Vincent	Aosta	Saint Vincent	7,7 E 45,7 N	G	H	23.12.58
Gavi	Alessandria	Gavi	8,8 E 44,7 N	E	V	24.12.58
Col de Joux	Aosta	Brusson	7,7 E 45,8 N	F	H	28.12.58
B. S. Dalmazzo	Cuneo	B. S. Dalmazzo	7,5 E 44,3 N	E	H	10. 2.59
Villadossola	Novara	Beura-Cardezza	8,3 E 46,1 N	F	H	13. 3.59
Champoluc	Aosta	Ayas	7,7 E 45,8 N	D	V	30. 5.59
Cortemilia	Cuneo	Perletto	8,2 E 44,6 N	F	V	12. 6.59
Cannobio	Novara	Cannobio	8,7 E 46,1 N	E	H	29. 6.59
Varallo Sesia	Vercelli	Breia	8,3 E 45,8 N	H	H	2. 7.59
Garessio	Cuneo	Priola	7,6 E 44,1 N	A	V	30.12.59

2. - Lombardia

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	Canale	Polarizz.	Data di attivazione
Milano-T. Parco	Milano	Milano	9,2 E 45,5 N	G	H	10. 4.52
Monte Penice	Pavia	Bobbio	9,3 E 44,8 N	B	H	3. 4.53
Bellagio	Como	Bellagio	9,3 E 46,0 N	D	H	28. 3.56
Como	Como	Brunate	9,1 E 45,8 N	H	V	23. 5.56
Monte Creò	Bergamo	Parzanica	10,0 E 45,7 N	H	H	22.12.56
Stazzona	Como	Stazzona Ger.	9,3 E 46,1 N	E	V	24.12.56
Poira	Sondrio	Ciro	9,6 E 46,1 N	G	V	31.12.56
Sondrio	Sondrio	Sondrio	9,8 E 46,2 N	D	V	31.12.56
San Pellegrino	Bergamo	S. Giov. Bianco	9,7 E 45,9 N	D	V	31.12.56
Lecco	Como	Lecco	9,4 E 45,9 N	H	H	6. 7.57
Edolo	Brescia	Sonico	10,4 E 46,2 N	G	V	16. 7.57
Ponte Chiasso	Como	Como	9,0 E 45,8 N	D	V	29.10.57
Breno	Brescia	Breno	10,3 E 46,1 N	F	H	14.12.57
Gard. V. Trompia	Brescia	Polaverno	10,2 E 45,7 N	E	H	5. 4.58
Pigra	Como	Pigra	9,1 E 46,0 N	A	H	23. 6.58
Oggiono	Como	Galbiate	9,4 E 45,8 N	E	V	25. 6.58
Leffe	Bergamo	Leffe	9,9 E 45,8 N	E	V	24. 7.58
Valle S. Giacomo	Sondrio	Campodolcino	9,4 E 46,4 N	F	H	29.10.58
Chiavenna	Sondrio	SS. Giac. e Fil.	9,4 E 46,3 N	H	H	29.10.58
Monte Padrio	Sondrio	Tirano	10,2 E 46,2 N	H	H	29.11.58
Sondalo	Sondrio	Sondalo	10,3 E 46,3 N	F	H	29.11.58
Tirano	Sondrio	Teglio	10,1 E 46,2 N	A	H	29.11.58
Nossa	Bergamo	Parre	9,9 E 45,9 N	D	H	29. 1.59
Clusone	Bergamo	Songavazzo	10,0 E 45,9 N	F	H	17. 2.59
Monte Marzio	Varese	Marzio	8,5 E 45,6 N	F	H	24.12.59

3. - Trentino-Alto Adige

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	Canale	Polarizz.	Data di attivazione
Paganella	Trento	Terlago	11,0 E 46,1 N	G	H	25.11.54
Bolzano	Bolzano	Appiano	11,3 E 46,4 N	D	H	28. 1.56
Plose	Bolzano	Eores	11,7 E 46,7 N	E	H	11.11.56
Rovereto	Trento	Rovereto	11,1 E 45,9 N	E	H	6.12.56
Cima Palon	Trento	Pinzolo	10,8 E 46,2 N	H	H	17. 2.57
Mione	Trento	Rumo	11,0 E 46,4 N	D	V	17. 2.57
Riva del Garda	Trento	Riva del Garda	10,8 E 45,9 N	F	V	19. 6.57
Merano	Bolzano	Tirolo	11,2 E 46,7 N	H	H	7. 7.57
Cima Penegal	Trento	Rulzé	11,2 E 46,4 N	F	H	15.9 .57
S. Giuliana	Trento	Levico	11,3 E 46,0 N	D	V	4.10.57
Mezzolombardo	Trento	S. Mich. all'Ad.	11,1 E 46,2 N	D	V	29.10.57
Val Lagarina	Trento	Avio	11,0 E 45,7 N	F	H	15.12.57
Marca di Pusteria	Bolzano	Terento	11,8 E 46,8 N	D	V	16.12.57
Val di Fassa	Trento	Moena	11,7 E 46,4 N	H	H	13. 2.58
M. di Campiglio	Trento	Pinzolo	10,8 E 46,2 N	F	H	28. 7.58
Val Gardena	Bolzano	Ortisei	11,7 E 46,6 N	D	V	1. 8.58
Val di Cembra	Trento	Segonzano	11,3 E 46,2 N	D	V	11. 9.58
B. Val Sugana	Trento	Torcegno	11,5 E 46,1 N	F	H	17.10.58
Val Venosta	Bolzano	Cermes	11,1 E 46,6 N	A	H	22.10.58
Valle Isarco	Bolzano	Vipiteno	11,4 E 46,9 N	H	V	28.11.58
Tes. di Fiemme	Trento	Tesero	11,5 E 46,3 N	E	H	2.12.58
Pinzolo	Trento	Bocenago	10,8 E 46,1 N	E	H	12. 3.59
Monte Elmo	Bolzano	Sesto	12,3 E 46,7 N	F	H	24. 9.59
Grigno	Trento	Grigno	11,6 E 46,0 N	H	V	9. 4.59
S. Mart. di Castr.	Trento	Siror	11,8 E 46,3 N	H	V	1.11.59
Fiera di Primiero	Trento	Transacqua	11,8 E 46,1 N	E	H	1.11.59
Brennero	Bolzano	Brennero	11,5 E 47,0 N	F	H	25. 7.59
Brunico	Bolzano	Brunico	11,6 E 46,5 N	H	H	12.12.59

4. - Veneto

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	Canale	Polarizz.	Data di attivazione
Monte Venda	Padova	Teolo	11,7 E 45,3 N	B	H	1. 5.54
Col Visentin	Belluno	Belluno	12,3 E 46,1 N	H	H	24.12.55
Cortina d'Amp.	Belluno	Cortina d'Amp.	12,2 E 46,5 N	D	V	15. 1.56
Asiago	Vicenza	Gallio	11,6 E 45,9 N	F	V	11. 2.57
Pieve di Cadore	Belluno	Pieve di Cadore	12,3 E 46,4 N	A	H	17. 2.57
Calalzo	Belluno	Calalzo	12,4 E 46,5 N	G	H	4. 6.57
Feltre	Belluno	Feltre	11,9 E 46,0 N	B	H	7. 6.57
Monte Celentone	Belluno	Vallada	11,9 E 46,4 N	B	H	25. 6.57
Auronzo	Belluno	Auronzo	12,5 E 46,5 N	G	V	21. 7.57
Agordino	Belluno	Agordo	12,0 E 46,3 N	E	H	2.12.57
Vicenza	Vicenza	Vicenza	11,5 E 45,5 N	G	V	5.12.57
Valdagno	Vicenza	Valdagno	11,3 E 45,6 N	F	V	9.12.57
Arsiè	Belluno	Arsiè	11,8 E 46,0 N	E	H	4. 1.58
Recoaro	Vicenza	Recoaro Terme	11,2 E 45,7 N	G	V	4. 2.58
Alpago	Belluno	Belluno	12,3 E 46,1 N	E	H	25. 7.58
Verona	Verona	Verona	11,0 E 45,4 N	F	H	13. 8.58
Vittorio Veneto	Treviso	Vittorio Veneto	12,3 E 46,0 N	F	H	20. 8.58
Alleghe	Belluno	Cengenighe	12,0 E 46,4 N	G	H	19. 7.58
Follina	Treviso	Follina	12,1 E 46,0 N	G	V	24. 9.58
Valle del Boite	Belluno	Vodo di Cadore	12,2 E 46,4 N	F	H	6.11.58
Malcesine	Verona	Malcesine	10,8 E 45,8 N	H	V	11.11.58
Col Perer	Belluno	Arsiè	11,7 E 46,0 N	F	H	12.12.58
Arsiero	Vicenza	Cogollo del C.	11,4 E 48,8 N	H	V	17.12.58
Val del Chiampo	Vicenza	Altissimo	11,3 E 45,6 N	E	H	22.12.58
Fonzaso	Belluno	Fonzaso	11,8 E 46,0 N	G	H	23.12.58
Col del Gallo	Belluno	Arsiè	11,7 E 46,0 N	B	V	18. 3.59
Val Pantena	Verona	Verona	11,0 E 45,5 N	G	H	26. 3.59
Monte Pianar	Treviso	Segusino	11,6 E 45,5 N	F	V	3.12.59

5. - Friuli-Venezia Giulia

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	Canale	Polarizz.	Data di attivazione
Trieste	Trieste	Banne	13,8 E 45,7 N	G	H	13.11.54
Gorizia	Gorizia	Sagrado	13,5 E 45,9 N	B	V	4. 2.57
Udine	Udine	Udine	13,2 E 46,1 N	F	H	14. 4.57
Tolmezzo	Udine	Tolmezzo	13,0 E 46,4 N	B	H	23. 7.57
Claut	Udine	Claut	12,5 E 46,3 N	F	H	12. 2.58
Trieste-Muggia	Trieste	Muggia	13,7 E 45,6 N	A	V	25. 6.58
Paluzza	Udine	Cervicento	13,0 E 46,5 N	G	H	2. 8.58
Paularo	Udine	Paularo	13,1 E 46,5 N	H	H	27.11.58

6. - Liguria

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	canale	Polarizz.	Data di attivazione
Portofino	Genova	Ruta	9,2 E 44,3 N	H	H	20. 9.53
Sanremo	Imperia	Sanremo	7,7 E 43,9 N	B	H	8. 3.56
Genova-Polcev.	Genova	Ceranesi	8,9 E 44,5 N	D	H	31. 5.56
Genova-Righi	Genova	Genova	8,9 E 44,4 N	B	H	31. 5.56
M. San Nicolao	La Spezia	Deiva Marina	9,6 E 44,3 N	A	V	28. 4.57
La Spezia	La Spezia	La Spezia	9,8 E 44,1 N	F	H	17. 6.57
Bordighera	Imperia	Bordighera	7,7 E 43,8 N	C	H	11. 8.57
Imperia	Imperia	Imperia	8,1 E 43,9 N	E	V	18. 8.57
Savona	Savona	Savona	8,5 E 44,3 N	F	H	9. 6.58
Busalla	Genova	Savignone	9,0 E 44,6 N	F	H	6. 8.58
Monte Burot	Savona	Quiliano	8,3 E 44,3 N	E	H	5.12.58
M. Capenardo	Genova	Davagna	9,1 E 44,5 N	E	H	24.12.58
Val di Vara	Genova	Zignago	9,7 E 44,3 N	E	V	7. 2.59
Torriglia	Genova	Torriglia	9,2 E 44,5 N	G	H	9. 2.59
Ronco-Scrivia	Genova	Ronco Scrivia	8,9 E 44,6 N	H	V	9. 2.59
Cengio	Savona	Cengio	8,2 E 44,4 N	B	V	3. 3.59
Camaldoli	Genova	Genova	9,0 E 44,6 N	F	V	26.10.59
Borzonasca	Genova	Borzonasca	9,4 E 4,44 N	B	V	26.10.59
Levanto	La Spezia	Levanto	9,6 E 44,2 N	F	H	23. 7.59

7. - Emilia e Romagna

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	canale	Polarizz.	Data di attivazione
B. Tossignano	Bologna	Tossignano	11,6 E 44,3 N	G	V	17. 9.56
Porretta Terme	Bologna	Porretta	11,0 E 42,2 N	G	V	23.12.56
Pievepelago	Modena	Riolunato	10,6 E 44,2 N	G	H	30.12.56
Pavullo Frignano	Modena	Pav. Frignano	10,8 E 44,4 N	G	H	9. 1.57
Casola Valsenio	Ravenna	Casola Valsenio	11,6 E 44,2 N	G	H	18. 4.57
Mercato Sarac.	Forlì	Novafeltria	12,2 E 43,9 N	G	H	24. 5.57
Modigliana	Forlì	Modigliana	11,8 E 44,2 N	G	H	15. 6.57
Bertinoro	Forlì	Bertinoro	12,1 E 44,1 N	F	V	21. 9.57
Bardi	Parma	Bardi	9,7 E 44,6 N	H	H	2.10.57
B. Val di Tara	Parma	Albareto	9,6 E 44,4 N	E	H	14.12.57
Bedonia	Parma	Bedonia	9,6 E 44,5 N	G	V	22.12.57
Bologna	Bologna	Bologna	11,3 E 44,5 N	G	V	23. 1.58
Marzabotto	Bologna	Marzabotto	11,2 E 44,4 N	H	H	16. 5.58
Brisighella	Ravenna	Brisighella	11,8 E 44,2 N	H	V	21. 6.58
S. Benedetto	Bologna	S. Benedetto	11,2 E 44,2 N	F	H	15. 7.58
Bagno di Rom.	Forlì	Bagno di Rom.	12,0 E 49,8 N	G	V	2. 8.58
S. Sofia	Forlì	S. Sofia	11,9 E 43,9 N	E	V	11. 8.58
Montese	Modena	Montese	10,9 E 44,2 N	H	V	2.10.58
M. S. Giulia	R. Emilia	Montefiorino	10,6 E 44,4 N	F	V	21.11.58
Vergato	Bologna	Grizzana	11,1 E 44,2 N	B	V	11.12.58
Farini d'Olmo	Piacenza	Farini d'Olmo	9,6 E 44,7 N	F	H	9. 1.59
Neviano Arduini	Parma	Nev. Arduini	10,3 E 44,6 N	H	V	13. 1.59
Casteln. nè Monti	Parma	Casteln. nè M.	10,4 E 44,4 N	G	V	12. 2.59
Langhirano	Parma	Lesignano Bagni	10,3 E 44,6 N	F	H	18. 2.59
Civitella Rom.	Forlì	Civitella Rom.	12,0 E 44,0 N	H	V	6. 3.59

8. - Toscana

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	canale	Polarizz.	Data di attivazione
Monte Serra	Pisa	Calei	10,6 E 43,7 N	D	H	15.12.53
San Cerbone	Firenze	Inc. V. d'Arno	11,4 E 43,7 N	G	H	21. 3.55
Mugello	Firenze	Vaglia	11,3 E 43,9 N	H	H	4. 4.56
Garfagnana	Lucca	Villacollemand.	10,4 E 44,2 N	G	H	23. 5.56
S. M. Pistoiese	Pistoia	S. M. Pistoiese	10,8 E 44,0 N	H	V	6. 7.56
Massa	Massa-Carr.	Massa	10,1 E 44,4 N	H	V	19. 7.56
Carrara	Massa-Carr.	Carrara	10,1 E 44.1 N	G	H	19. 7.56
Lunigiana	Massa-Carr.	Zeri	9,8 E 44,3 N	G	V	8.11.56
Seravezza	Lucca	Seravezza	10,2 E 44,0 N	G	H	10.11.56
M. Argentario	Grosseto	Porto Ercole	11,2 E 42,4 N	E	H	31.12.56
Bagni di Lucca	Lucca	Bagni di Lucca	10,6 E 44,0 N	B	H	16. 2.57
Zeri	Massa-Carr.	Zeri	9,8 E 44,3 N	B	H	20.4 .57
Vernio	Firenze	Vernio	11,2 E 44,1 N	B	H	9. 5.57
Castiglioncello	Livorno	Rosignano Solv.	10,4 E 43,4 N	G	H	20. 7.57
Abetone	Pistoia	Abetone	10,7 E 44,2 N	E	H	3. 8.57
Camaiore	Lucca	Camaiore	10,3 E 43,5 N	B	V	24.10.57
Casentino	Arezzo	Pratovecchio	11,8 E 43,8 N	B	H	9.11.57
Bagnone	Massa-Carr.	Bagnone	10,0 E 44,3 N	E	V	16.11.57
Pontassieve	Firenze	Rignano s. Arno	11,4 E 43,8 N	E	H	26.11.57
Quercianella	Livorno	Livorno	10,4 E 43,4 N	F	V	7.12.57
Rufina	Firenze	Rufina	11,5 E 43,8 N	F	H	11.12.57
B. Garfagnana	Lucca	Coreglia Altelm.	10,5 E 44,1 N	F	H	19.12.57

8. - Segue Toscana

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	Canale	Polarizz.	Data di attivazione
Fivizzano	Massa-Carr.	Fivizzano	10,1 E 44,2 N	E	H	24.12.57
Colle V. d'Elsa	Siena	Volle V. d'Elsa	11,1 E 43,4 N	G	V	24.12.57
Vaiano	Firenze	Vaiano	11,1 E 43,9 N	F	H	31.12.57
Pietrasanta	Lucca	Pietrasanta	10,2 E 44,0 N	A	H	20. 4.58
Aulla	Massa-Carr.	Podenzana	10,0 E 44,2 N	H	V	24. 4.58
Val Taverone	Massa-Carr.	Licciano Nardi	10,1 E 44,3 N	A	H	26. 4.58
S. Giul. Terme	Pisa	S. Giul. Terme	10,4 E 43,7 N	G	H	7. 5.58
Marradi	Firenze	Marradi	11,6 E 44,1 N	G	V	13. 8.58
Pieve S. Stefano	Arezzo	Pieve S. Stefano	12,0 E 43,7 N	F	V	15. 9.58
Scarlino	Grosseto	Gavorrano	10,9 E 42,9 E	F	H	22.11.58
Firenzuola	Firenze	Firenzuola	11,4 E 44,1 N	H	H	13. 1.59
B. a Mozzano	Lucca	B. a Mozzano	10,6 E 44,6 N	E	V	26. 2.59
M. Pidocchina	Pistoia	Sambuca Pist.	19,9 E 44,1 N	F	V	13. 6.59
Minucciano	Lucca	Minucciano	10,2 E 44,2 N	E	V	2. 7.59

9. - Umbria

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	Canale	Polarizz.	Data di attivazione
Monte Peglia	Terni	San Venanzo	12,2 E 42,8 N	H	H	1.11.53
Spoleto	Perugia	Spoleto	12,7 E 42,7 N	F	H	31.12.56
Terni	Terni	Terni	12,7 E 42,5 N	F	V	13. 6.57
Norcia	Perugia	Norcia	13,2 E 42,8 N	G	H	30. 3.58
Cascia	Perugia	Cascia	13,1 E 42,7 N	E	V	10.10.58

10. - Marche

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	Canale	Polarizz.	Data di attivazione
Monte Conero	Ancona	Ancona	13,6 E 43,5 N	E	H	31.12.57
Monte Nerone	Pesaro	Pesaro	12,5 E 43,6 N	A	H	31.12.57
Ascoli Piceno	Ascoli Pic.	Ascoli Pic.	13,6 E 42,8 N	G	H	16. 5.57
Fabriano	Ancona	Fabriano	12,9 E 43,3 N	G	H	16.12.57
P. Bore Tesino	Ancona	Grottammare	13,9 E 43,0 N	D	H	9. 7.58
Ancona	Ancona	Ancona	13,5 E 43,6 N	G	V	19. 7.58
Arquata del T.	Ascoli Pic.	Acquasanta	13,5 E 42,7 N	B	V	10.10.58
Acquas. Terme	Ascoli Pic.	Acquasanta	13,4 E 42,8 N	F	H	10.10.58
S. Lucia in Cons.	Ascoli Pic.	Montefortino	13,4 E 42,9 N	H	V	29.10.58
Tolentino	Macerata	Tolentino	13,3 E 43,2 N	B	V	29.10.58
Macerata	Macerata	Macerata	13,5 E 43,3 N	G	H	29.10.58
S. Sever. Marche	Macerata	S. Sev. Marche	13,2 E 43,2 N	H	H	29.10.58
Antico di Maiolo	Pesaro	Maiolo	12,3 E 43,9 N	H	V	15.12.58
Visso	Macerata	Visso	13,3 E 42,9 N	D	H	21. 7.59
Castelsantangelo	Macerata	Castelsantangelo	13,2 E 42,9 N	F	H	21. 7.59

11. - Lazio

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	Canale	Polarizz.	Data di attivazione
Roma	Roma	Roma	12,4 E 41,9 N	G	H	3.10.53
Fiuggi	Frosinone	Fumone	13,3 E 41,7 N	D	H	3. 7.55
Monte Favone	Frosinone	Santopadre	13,6 E 41,6 N	H	H	16. 7.56
Terminillo	Rieti	Rieti	13,0 E 42,5 N	B	V	24.12.56
Velletri	Roma	Velletri	12,7 E 41,7 N	E	V	20. 7.57
Vallecorsa	Frosinone	Vallecorsa	13,4 E 41,4 N	F	V	11. 5.58
Compocatino	Frosinone	Guarcino	13,3 E 41,8 N	F	H	27. 6.58
Amaseno	Frosinone	Prossedi	13,3 E 41,5 N	A	H	9. 7.58
Antrodoco	Rieti	Cittaducale	13,0 E 42,4 N	E	V	19. 7.58
Cassino	Frosinone	S. Elia Fiumer.	13,8 E 41,6 N	E	H	2. 8.58
Altip. di Arcinaz.	Roma	Trevi nel Lazio	13,2 E 41,8 N	H	V	26. 8.58
Filettino	Frosinone	Filettino	13,3 E 41,9 N	E	H	26. 8.58
Subiaco	Roma	Subiaco	13,1 E 41,9 N	D	H	26. 8.58
Fondi	Latina	M. S. Biagio	13,3 E 41,4 N	H	V	31. 8.58
Sezze	Latina	Sezze	13,1 E 41,6 N	F	H	11. 9.58
Formia	Latina	Formia	13,7 E 41,3 N	G	V	4.12.58
Isola Liri	Frosinone	Isola Liri	13,6 E 41,7 N	E	V	24. 2.59
Amatrice	Rieti	Amatrice	13,3 E 42,6 N	F	V	11. 9.59
Vallepietra	Roma	Vallepietra	13,2 E 41,9 N	E	V	25.10.59
Segni	Roma	Segni	13,0 E 41,7 N	E	H	22. 9.59
Carpineto Rom.	Roma	Carpineto Rom.	13,1 E 41,6 N	D	V	29. 8.59

12. - Abruzzi e Molise

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	Canale	Polarizz.	Data di attivazione
Campo Imperat.	L'Aquila	Assergi	13,6 E 42,4 N	D	H	31. 3.56
Pescara	Pescara	Pescara	14,2 E 42,4 N	F	H	24. 1.57
Sulmona	L'Aquila	Goriano Sicoli	13,8 E 42,1 N	E	V	17. 4.57
Teramo	Teramo	Castellalto	13,8 E 42,7 N	D	V	11. 7.57
Castel di Sangro	L'Aquila	Castel Sangro	14,0 E 41,4 N	G	H	4. 9.57
Lucoli	L'Aquila	Lucoli	13,3 E 42,3 N	F	H	19.12.57
Fucino	L'Aquila	Celano	13,6 E 42,1 N	D	V	13. 1.58
Oricola	L'Aquila	Oricola	13,0 E 42,0 N	E	H	17. 1.58
Casoli	Chieti	Palombaro	14,2 E 42,1 N	D	H	14. 2.58
Torric. Peligna	Chieti	Torric. Peligna	14,2 E 42,0 N	G	H	26. 2.58

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	Canale	Polarizz.	Data di attivazione

12. - Segue Abruzzi e Molise

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	Canale	Polarizz.	Data di attivazione
Mont. al Vomano	Teramo	Mont. Vomano	13,6 E 42,6 N	G	V	20. 6.58
Pietra Corniale	Pescara	Bussi sul Tirino	13,8 E 42,2 N	D	V	2. 7.58
Roccaraso	L'Aquila	Roccaraso	14,1 E 41,8 N	F	V	12. 7.58
M. Patalecchia	Campob.	Castel Petroso	14,3 E 41,5 N	E	H	16. 7.57
Monteferrante	Chieti	Monteferrante	14,4 E 42,0 N	A	H	23. 7.58
Scanno	L'Aquila	Scanno	13,9 E 41,9 N	H	V	22. 9.58
Isernia	Campob.	Pesche	14,3 E 41,6 N	G	V	20.10.58
Cercemaggiore	Campob.	Cercemaggiore	14,7 E 41,5 N	F	V	29.11.58
Barrea	L'Aquila	Barrea	14,0 E 41,7 N	E	V	13.12.59
Monte Cimarani	L'Aquila	Avezzano	13,4 E 42,0 N	F	H	23.12.58
Campobasso	L'Aquila	Campobasso	14,7 E 41,6 N	E	V	20. 7.59
Larino	Campob.	Larino	14,9 E 41,8 N	D	V	15. 8.59
Vasto	Chieti	Vasto	10,2 E 42,1 N	G	V	1. 7.59
Campotosto	L'Aquila	Grognaleto	13,3 E 42,3 N	G	V	28.12.59

13. - Campania

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	Canale	Polarizz.	Data di attivazione
Monte Faito	Napoli	Castellammare	14,5 E 40,7 N	B	H	20.12.55
Monte Vergine	Avellino	Mercogliano	14,7 E 40,9 N	D	H	31.12.56
G. di Salerno	Salerno	Perdifumo	15,0 E 40,3 N	E	V	2. 8.57
Agnone	Salerno	Montecorice	15,0 E 40,2 N	G	H	1. 5.58
Sorrento	Napoli	Sorrento	14,4 E 40,6 N	F	H	22. 5.58
Campagna	Salerno	Campagna	15,1 E 40,7 N	G	H	10. 6.58
Benevento	Benevento	Benevento	14,8 E 41,6 N	G	H	14. 7.58
Capri	Napoli	Capri	14,2 E 40,5 N	F	V	17. 8.58
Padula	Salerno	Padula	15,7 E 40,4 N	D	V	6.10.58
S. Agata dei Goti	Benevento	S. Agata dei G.	10,4 E 41,1 N	H	H	12.11.58
Presenzano	Caserta	Presenzano	14,1 E 41,4 N	F	V	23.12.58
Teggiano	Salerno	Teggiano	15,5 E 40,4 N	F	H	21. 2.59
Nusco	Avellino	Nusco	15,1 E 40,9 N	F	H	12. 3.59
S. Maria a Vico	Caserta	S. Maria a Vico	14,5 E 41,0 N	F	H	18. 3.59
Gragnano	Napoli	Lettere	14,5 E 40,7 N	G	V	30. 5.59
G. di Policastro	Salerno	S. Giov. a Pir.	15,5 E 40,0 N	F	H	4. 6.59
Airola	Benevento	Airola	14,3 E 41,0 N	E	H	23.12.59

14. - Puglia

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	Canale	Polarizz.	Data di attivazione
Monte Sambuco	Foggia	Motta M. Cor.	15,1 E 41,5 N	H	H	31.12.56
Monte Caccia	Bari	Spinazzano	16,2 E 41,0 N	A	H	31.12.56
Martina Franca	Taranto	Martina Franca	17,3 E 40,7 N	D	H	3. 3.57
S. M. in Lamis	Foggia	S. M. in Lamis	15,7 E 41,7 N	F	V	20.12.57
Monopoli	Bari	Monopoli	17,3 E 40,9 N	G	V	24.12.57
Sannic. Gargan.	Foggia	Sannic. Gargan.	15,6 E 41,8 N	E	V	30.12.58
Bari	Bari	Bari	16,9 E 41,1 N	F	V	26.11.58
Salento	Lecce	Specchia	18,3 E 39,9 N	H	V	25. 3.59
S. M. di Leuca	Lecce	Castrig. Capo	18,3 E 38,8 N	E	H	25. 3.59
Castro	Lecce	Disio	18,4 E 40,0 N	F	H	25. 3.59

15. - Basilicata

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	Canale	Polarizz.	Data di attivazione
Lagonegro	Potenza	Lagonegro	15,8 E 40,1 N	H	H	29.10.56
Potenza	Potenza	Potenza	15,8 E 40,6 N	H	H	31. 1.57
Baragiano	Potenza	Baragiano	15,6 E 40,7 N	G	V	18.11.58
Viggianello	Potenza	Viggianello	16,1 E 40,0 N	F	V	14. 2.59
Trecchina	Potenza	Trecchina	15,8 E 40,0 N	E	V	10. 4.59
Pescopagano	Potenza	Pescopagano	15,4 E 40,0 N	G	V	24. 4.59
Chiaromonte	Potenza	Chiaromonte	16,2 E 40,1 N	H	H	27. 5.59

16. - Calabria

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	Canale	Polarizz.	Data di attivazione
Monte Scuro	Cosenza	Camigliatello	16,4 E 39,3 N	G	H	31.12.56
Monte Gambarie	R. Calabria	Gambarie	15,8 E 38,2 N	D	H	31.12.56
Catanzaro	Catanzaro	Tirolo	16,5 E 38,9 N	F	V	31.12.56
Crotone	Catanzaro	S. Nic. dell'Al.	17,0 E 39,3 N	B	V	16. 9.57
Ros. C. Spulico	Cosenza	Ros. C. Spulico	16,6 E 50,0 N	F	V	22. 9.59
C. Spartivento	R. Calabria	Palizzi	16,0 E 38,0 N	H	H	23. 7.58
S. Giov. in Fiore	Cosenza	S. Giov. in Fiore	16,7 E 39,3 N	E	V	2. 8.58
Longobucco	Cosenza	Longobucco	16,6 E 39,4 N	F	V	29. 9.58
Valle Crati	Cosenza	Mongrassano	16,1 E 39,5 N	E	V	24.11.58
Morano Calabro	Cosenza	Morano Calabro	16,2 E 39,8 N	D	V	22.12.58
Serra S. Bruno	Catanzaro	Serra S. Bruno	16,3 E 38,5 N	H	V	30. 1.59
Pizzo	Catanzaro	Briatico	16,0 E 38,7 N	H	V	13. 5.59
Mammola	R. Calabria	Mammola	16,2 E 38,3 N	B	H	26. 9.59
Solleria	R. Calabria	Gioiosa Jonica	16,3 E 38,3 N	D	V	26. 9.59

17. - Sicilia

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	Canale	Polarizz.	Data di attivazione
Monte Soro	Messina	Cesarò	14,7 E 37,9 N	E	H	31.12.56
M. Pellegrino	Palermo	Palermo	13,4 E 38,2 N	H	H	31.12.56

17. - Segue Sicilia

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	Canale	Polarizz.	Data di attivazione
M. Cammarata	Agrigento	S. Giov. Gemini	13,6 E 37,6 N	A	H	3. 3.57
Monte Lauro	Siracusa	Buccheri	14,8 E 37,1 N	F	H	3. 2.57
Trapani	Trapani	Erice	12,6 E 38,0 N	H	V	31. .57
Alcamo	Trapani	Alcamo	13,0 E 38,0 N	E	V	22. 8.57
Noto	Siracusa	Noto	15,1 E 36,1 N	B	H	12.12.57
Modica	Ragusa	Modica	14,8 E 36,9 N	H	H	29.12.57
Pantelleria	Trapani	Pantelleria	12,0 E 36,8 N	G	V	25.10.58
Castelbuono	Palermo	Pollina	14,1 E 38,0 N	F	H	25.10.58
Porto Empedocle	Agrigento	P. Empedocle	13,5 E 37, 3N	E	H	20.11.58
Termini Imerese	Palermo	Term. Imerese	13,7 E 38,0 N	E	V	27.11.58
Carini	Palermo	Tonetta	13,2 E 38,1 N	F	V	16.12.58
Nicosia	Enna	Nicosia	14,4 E 37,7 N	H	V	20.12.58
Cinisi	Palermo	Terrasini	13,1 E 38,1 N	G	V	3. 1.59
Piraino	Messino	Piraino	14,9 E 38,2 N	D	V	27. 3.59
Galati Mamert.	Messina	Galati Mamert.	14,8 E 38,0 N	C	H	25. 3.59
Fondachello	Messina	Raccuià	14,9 E 38,1 N	H	V	18. 6.59
Capo d'Orlando	Messina	Capo d'Orlando	14,8 E 38,2 N	F	H	28. 6.59
Castig. di Sicilia	Catania	Castig. di Sicilia	15,1 E 37,9 N	G	V	12. 7.59
Tortorici	Messina	Tortorici	14,5 E 38,0 N	G	V	16.12.59
Agrigento	Agrigento	Agrigento	13,3 E 37,2 N	H	H	20.12.59

18. - Sardegna

Impianto	Provincia	Comune	Coordinate Geografiche	Canale	Polarizz.	Data di attivazione
Monte Limbara	Sassari	Tempio Paus.	9,2 E 40,9 N	H	H	31.12.56
P. Badde Urbara	Cagliari	Santu Lussurgiu	8,6 E 40,2 N	D	H	31.12.56
Sassari	Sassari	Sassari	8,5 E 40,7 N	F	H	31.12.56
M. Serpeddi	Cagliari	Sinnai	9,3 E 39,4 N	G	H	31.12.56
Cagliari	Cagliari	Cagliari	9,1 E 39,1 N	H	V	14. 4.57
S. Antioco	Cagliari	S. Antioco	8,4 E 39,1 N	B	V	3.12.57
Ogliastra	Nuoro	Gairo Nuovo	9,5 E 39,9 N	E	H	6.11.58
M. Ortobene	Nuoro	Nuoro	9,4 E 40,3 N	A	H	15.11.58
Teulada	Cagliari	Teulada	8,8 E 39,0 N	H	H	4.12.58
Sarrabus	Cagliari	Villaputzu	9,6 E 39,5 N	D	V	20.12.58
Alghero	Sassari	Alghero	8,3 E 40,6 N	H	V	17. 1.59
Arbus	Cagliari	Arbus	8,6 E 39,5 N	H	H	25. 1.59
Sennori	Sassari	Sennori	8,6 E 40,8 N	H	V	27. 2.59
Ozieri	Sassari	Ozieri	9 E 40,6 N	E	V	8. 4.59
Campu Spina	Cagliari	Iglesias	6,8 E 39,4 N	F	H	3. 7.59
Desulo	Nuoro	Desulo	9,2 E 40,0 N	F	H	26. 9.59

Pausa industriale nella televisione a colori

Secondo notizie che pervengono dagli ambienti tecnici, l'utilizzazione normale della televisione a colori non è prevista a breve scadenza.
Dalla rivista tedesca *Fernsehinformationen* si apprende che la General Electric ha sospeso la produzione di apparecchi per la televisione a colori. La Compagnia di New York ha annunciato che il mercato di questo genere di apparecchi, data l'attuale situazione tecnica della televisione a colori, non è ancora maturo.
Per quanto riguarda la Gran Bretagna, mentre la BBC ha continuato a trasmettere per diversi anni una serie di programmi sperimentali a colori e compagnie quali la Pye, la Marconi e la Murphy hanno presentato le apparecchiature, la industria rimane piuttosto indifferente davanti al progetto di una prossima introduzione della televisione a colori nelle case; nondimeno essa svolge un'attività molto intensa nel campo relativo alla fabbricazione di apparecchiature a colori per fini medici, industriali e di difesa, comprendendo in questo campo anche le apparecchiature a circuito chiuso.
A causa della sua complessa struttura e del suo alto costo, l'applicazione immediata della televisione a colori nel Regno Unito sembra essere sul punto di attuarsi sotto forma di una progressiva espansione del circuito chiuso o delle immagini trasmesse per cavo per uso medico, industriale e di difesa.
Mentre l'attrazione che la TV a colori esercita sugli inserzionisti sembrerebbe accelerare l'aumento delle richieste per le nuove apparecchiature, la sua utilizzazione normale e domestica, dovrà attendere ancora quattro o cinque anni, a meno che non si verifichino dei progressi tecnici imprevedibili attualmente.

(p.n.i.)

La Raytheon istituisce una rappresentanza a Ginevra

La Società elettronica americana Raytheon ha deciso di aprire a Ginevra una rappresentanza permanente europea che sarà diretta dal Dott. Carlo Carbosi. La Raytheon sta attualmente installando i radar di Zurigo e di Ginevra ed il relais KTR 1000 a microonde. *(p.n.i.)*

dott. ing. Giuseppe Baldan

Il diodo tunnel* e le sue applicazioni

Nuovi amplificatori e oscillatori a debole rumore

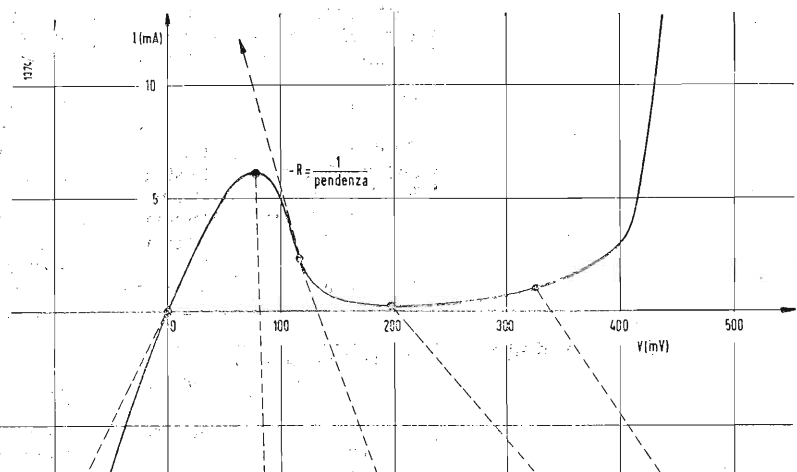



Fig. 1 - Corrente in un diodo tunnel in funzione della tensione di polarizzazione.

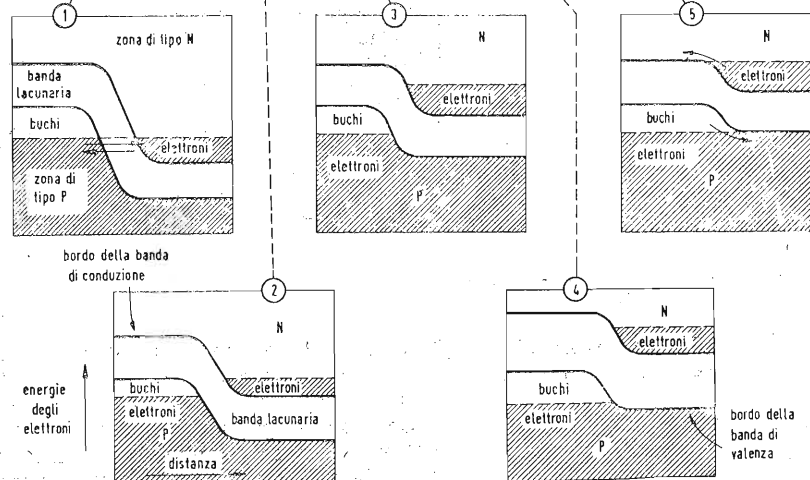



Fig. 2. Diagrammi energetici al livello della giunzione per differenti valori della tensione di polarizzazione nel senso diretto: 1) per una tensione nulla gli elettroni si trovano allo stesso livello della giunzione. La corrente è nulla; 2) La polarizzazione aumenta: gli elettroni della zona n passano verso i buchi della regione p. La corrente aumenta; 3) Per un valore un po' più alto della polarizzazione, gli elettroni della zona n si trovano in proporzione sempre maggiore di fronte alla banda interdetta. La corrente diminuisce fino quasi ad annullarsi; 4) Gli elettroni ed i buchi non sono più bloccati dalla barriera di giunzione. La corrente aumenta.

IL DIODO tunnel è un nuovo sistema oscillatore o amplificatore a semiconduttori. I sistemi amplificatori attuali come i transistori e le valvole a vuoto sono basati tutti su questo principio: si emettono dei portatori di cariche che vengono diretti in una regione nella quale sono sottoposti all'influenza di un elettrodo di comando, infine questi portatori vengono raccolti da un elettrodo di uscita. Il tempo di risposta di questo processo di amplificazione dipende dal tempo impiegato dai portatori di carica per andare dalla regione emettitrice alla regione collettrice, passando attraverso la regione di comando. Questo tempo è generalmente molto più lungo di quello impiegato, per esempio, da un segnale che si propaghi da una estramità all'altra di un filo di rame di lunghezza equivalente a quella dello spazio fra emettitore e collettore. La differenza consiste nel fatto che nel filo di rame il segnale è trasportato dal campo elettrico di tutti gli elettroni piuttosto che dallo spostamento di un gruppo particolare di elettroni. Ciascun elettrone si sposta su una distanza minima e gli elettroni che arrivano all'estremità del filo non sono gli stessi che all'altra estremità sono stati sottoposti all'influenza del segnale. In un diodo tunnel il segnale viene trasportato alla stessa velocità che nel filo del rame, cioè noi avremo in questo caso un sistema a tempo di risposta molto breve.

(*) Il diodo tunnel è noto anche con il nome di diodo Esaki dal fisico giapponese che per primo ne studiò il comportamento.
L'articolo è rielaborato da H. S. Sommers in Proceedings of the IRE, luglio 1959, pag. 1201 e da J. Lauret in Toute la Radio, ottobre 1959, pag. 356.

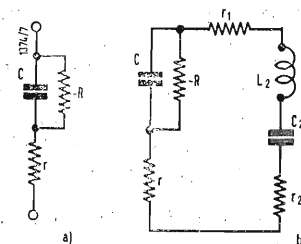



Fig. 3 - Un diodo tunnel può essere rappresentato dal circuito a. Un amplificatore accordato può quindi essere rappresentato in alta frequenza dal circuito b dove r_1 è la resistenza di entrata e $r_2 + L_2$ l'impedenza di uscita.

La differenza fra il diodo tunnel e il filo di rame sta nel fatto che quest'ultimo non può amplificare nessun segnale, perchè possiede una resistenza positiva, infatti un aumento di tensione provoca un aumento della corrente. Nel diodo tunnel invece un aumento della tensione può provocare, in certe condizioni, una diminuzione di corrente, ciò significa che esso ha una resistenza negativa.

In effetti un diodo al germanio a giunzione brusca presenta una resistenza negativa, quando viene sottoposto a una debole polarizzazione nel senso diretto. Questo effetto è stato scoperto da Esaki. La fig. 1 mostra la caratteristica corrente tensione in c.c. di un tale diodo. Si vede che per una polarizzazione crescente nel senso diretto la corrente aumenta dapprima fino ad un massimo molto appuntito, poi diminuisce fino ad un minimo molto al disotto del massimo precedente e molto meno appuntito, poi la corrente riprende a crescere molto rapidamente. Il punto di flesso della curva tensione-corrente è compreso fra 100 e 150 mV circa di polarizzazione. La pendenza della tangente alla curva in questo punto è uguale alla resistenza R del diodo.

1. - PRINCIPIO FISICO DI FUNZIONAMENTO

Le fig. 2 rappresenta diversi stati energetici riscontrati al livello di una giunzione $p - n$. Si vede che si ha una regione interdetta, chiamato *banda lacunaria* nella quale non può trovare posto nessun elettrone. Gli stati emergetici situati al disotto (banda di valenza) sono praticamente tutti occupati. Gli stati situati al di sopra (banda di conduzione) sono praticamente tutti non occupati. Il numero di buchi nella banda di valenza e quello di elettroni nella banda di conduzione possono essere variati a volontà variando la quantità di impurezze «donatrici» o «accettatrici» aggiunte al cristallo base. Ciascun «accettore» si occaparra un elettrone della banda di valenza e ciascun «donatore» porta un elettrone nella banda di conduzione. È in questo modo che nascono le zone di tipo p o di tipo n in un cristallo semiconduttore. Nelle fig. 1 e 2 si vedono i diversi aspetti delle bande energetiche al livello della giunzione per diversi valori della tensione di polarizzazione. Quando la polarizzazione è nulla, gli elettroni si trovano allo stesso livello nelle due regioni, la corrente è quindi nulla. Se la polarizzazione aumenta gli elettroni della zona n si trovano di fronte agli stati non occupati della zona p: quindi si ha una corrente nel senso $n - p$. Aumentando ancora la polarizzazione una parte degli elettroni della zona n si troverà opposto alla *banda interdetta*, l'altra parte si troverà invece sempre offerta agli strati non occupati della regione p: la corrente nel senso $n - p$ decresce. Quando tutti gli elettroni della zona n si troveranno opposti alla banda interdetta, risultato questo che si può ottenere aumentando la polarizzazione, la corrente di ridurrà praticamente a zero. Infine per una polarizzazione più forte, la corrente ri comincerà a crescere perchè gli elettroni possono superare la barriera di giunzione. Quindi per i valori decrescenti della corrente al crescere della polarizzazione il diodo si comporta esattamente come una resistenza negativa.

2. - LA CORRENTE DI ESAKI

Il funzionamento del diodo tunnel si può spiegare anche in un altro modo. L'effetto tunnel è un processo nel quale una particella che obbedisce alle leggi della teoria quantistica può sparire in un lato di una barriera di potenziale di una giunzione e apparire istantaneamente dall'altro lato, senza che nessuno le abbia fornito l'energia necessaria per superare questa barriera. Tutto si svolge quindi come se la particella scavasse un tunnel attraverso la barriera.

La giunzione di un diodo tunnel è estremamente sottile (meno di 25/1000 di micron, in modo che la penetrazione in senso inverso per effetto tunnel è ancora possibile alle basse polarizzazioni nel senso diretto. Infatti la giunzione è così sottile che la tensione di scarica è molto vicina a zero. Quando in una tale giunzione si applica una piccola polarizzazione nel senso diretto, la densità dei portatori di carica aumenta, e ciò provoca una ulteriore diminuzione della tensione di scarica. Si potrebbe anche pensare che ad un certo limite la tensione di scarica si riduce a zero. In realtà il limite è fissato della solubilità delle impurezze nel cristallo base, solubilità che determina essa stessa la concentrazione dei portatori di carica.

Si possono ottenere delle solubilità sufficienti per essere ancora nelle condizioni di scarica nel senso inverso in presenza di una debole polarizzazione in senso diretto. La corrente osservata da Esaki è infatti dovuta a questa corrente di scarica nel senso inverso che aumenta quando la polarizzazione nel senso diretto (a livelli molto bassi) aumenta, perchè ciò corrisponde a una maggiore concentrazione di portatori in corrispondenza della giunzione. La corrente di Esaki in senso inverso aumenta più rapidamente di quella in senso diretto, quindi il sistema si comporta come se la corrente in senso diretto diminuisse all'aumentare della polarizzazione.

Quando questa polarizzazione aumenta ulteriormente ci si stacca dalle condizioni di scarica in senso inverso ed è la corrente in senso diretto che riprende a crescere.

Fig. 4 - Incorporando un diodo tunnel in una linea di trasmissione «microstrip» si ottiene una bassa impedenza del circuito condizione indispensabile per un rendimento soddisfacente del diodo.

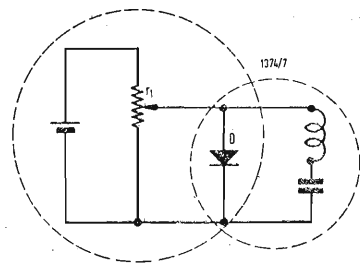



Fig. 5 - Schema di principio di un oscillatore a diodo tunnel. Quest'ultimo è percorso sia dalla corrente continua che da quella in alta frequenza.

Fig. 6 - Come si è visto nella figura precedente il diodo tunnel è comune al circuito in c. c. e a quello in c. a. Al fine di eliminare qualsiasi oscillazione parassita nel circuito in corrente continua, il diodo è stato inserito nella linea microstrip risonante in quarto d'onda (A). I punti freddi C e C' servono per l'applicazione della tensione di polarizzazione.

3. - CARATTERISTICHE DEL DIODO TUNNEL

Con il diodo tunnel si possono ottenere degli amplificatori a rumore così basso che si può confrontare con quello degli degli amplificatori parametrici e dei « maser ». Ricordiamo che la temperatura di rumore di un « maser » è di circa 20°K e quello di un amplificatore perametrico di circa 35°K (abbassabile a 20°K se si riduce la temperatura di funzionamento per mezzo di azoto liquido). La temperatura di rumore di un diodo tunnel è di circa 100°K. Sia il « maser » che l'amplificatore parametrico esigono per il loro funzionamento una certa potenza fornitavi da una sorgente chiamata « pompa ». Invece il diodo tunnel richiede solo una debole polarizzazione (10^{-6} W) che può essere fornita direttamente da una batteria.

Il comportamento del diodo tunnel in alta frequenza può essere assimilato a quello del circuito equivalente della fig. 3 a. C è la capacità di giunzione del diodo, $-R$ la resistenza negativa calcolata in base alla pendenza della caratteristica in corrente continua nel punto di lavoro, r rappresenta la resistenza corrispondente alle perdite nel diodo; questa resistenza è piccola rispetto ad R. Il valore di C è abbastanza elevato: infatti una giunzione brusca di un materiale avente $4 \cdot 10^{19}$ portatori di carica per centimetro quadrato comporta una capacità di circa 5µF per ogni cm² della superficie di giunzione. Quindi per una giunzione di 1,5 mm di diametro si ha che C è uguale a circa 100 pF, ciò significa che la sua impedenza alle alte frequenze è molto bassa. La fig. 3 b rappresenta il circuito equivalente in A.F. di un amplificatore accordato comprendente un diodo tunnel: r_1 rappresenta la resistenza di entrata, r_2 e L_2 in serie l'impedenza di uscita, C_2 è una capacità che serve a bloccare la corrente continua ma che non presenta nessuna impedenza al passaggio dell'alta frequenza.

Si dimostra che il prodotto amplificazione per banda passante di questo amplificatore è uguale a:

$$G \cdot \Delta f = \frac{1}{2\pi RC}$$

dove G (> 1) è l'amplificazione in tensione al centro della banda e $\pm \Delta f$ è la larghezza della curva di risposta per la quale si ha ancora una potenza uguale alla metà di quella al centro della banda.

La massima frequenza per la quale il circuito si mantiene in autooscillazione è data da:

$$f_0 = (R/r_1)^{1/2}/2\pi RC$$

dove r_1 è la resistenza totale di dissipazione del circuito in alta frequenza. Si vede quindi che sia il prodotto amplificazione per banda passante, sia la massima frequenza di lavoro sono inversamente proporzionali al prodotto RC. Questo prodotto dipende dalla concentrazione di elettroni nella base n e di buchi nella zona p (si suppone che questi ultimi abbiano una densità maggiore di quella degli elettroni nella zona n).

La tabella seguente mostra qualche valore pratico.

elettroni/cm² nella base n	R in ohm	$R \cdot C$ in 10^{-9} sec
$2{,}4 \cdot 10^{19}$	90	5,5
$3{,}6 \cdot 10^{19}$	4,5	0,9
$4{,}8 \cdot 10^{19}$	1	0,05

4. - MONTAGGIO A BASSA IMPEDENZA

Abbiamo visto che un diodo tunnel presenta una ammettenza molto alta per le alte frequenze; tuttavia esso può lavorare a queste frequenze solo se il circuito nel quale è incorporato presenta una bassa impedenza serie (vedi fig. 3). I metodi classici di collegamento e di cablaggio sono perciò incompatibili con il funzionamento del diodo tunnel e non sono adatti nemmeno i portacristalli impiegati per le guide d'onda. La soluzione ideale è stata trovata nella incorporazione del diodo in una linea di trasmissione « microstip » (fig. 4). Si sono potute raggiungere in questo modo delle frequenze dell'ordine di un ghigahertz (1000 MHz) e si spera di arrivare a 10 GHZ.

5. - OSCILLATORE AUTOECCITATO

Un oscillatore a diodo tunnel si può rappresentare con lo schema della fig. 5. Il cerchio a sinistra abbraccia i circuiti percorsi della corrente continua e quello di destra i circuiti percorsi dall'alta frequenza. Il diodo tunnel D ed i suoi collegamenti sono comuni ai due circuiti. Per avere una oscillazione pura nel circuito in RF (accordato per esempio su 1GHz) si devono eliminare tutte le possibili oscillazioni parassite a frequenze molto più basse del circuito in corrente continua. Anche in questo caso la tecnica « microstrip » permette di ottenere una soluzione semplice ed efficace (fig. 6 b). Il diodo viene inserito nel punto D fra i due conduttori della linea microstip. La resistenza r_1 non induttiva è collegata fra i due conduttori. Si può realizzare praticamente una tale resistenza, saldando una punta di germanio ad alta conducibilità fra i due conduttori della linea « microstip ». In C e C' terminano i collegamenti provenienti della batteria di polarizzazione. Il circuito è aperto in A, perciò la lunghezza dell'elemento di linea è di $\lambda/4$ (fig. 6 a).

Come si vede dalla fig. 6 a, l'insieme lavora come trasformatore elevatore di tensione del diodo D fino all'estremità A. Si può quindi adattarlo ad una linea di impedenza standard.

Si può variare la frequenza di oscillazione, variando la distanza D-C oppure C-A. Si sono ottenute variazioni fino al 30% di f. Si può arrivare allo stesso risultato incorporando un trimmer all'estremità aperta di A. Con una variazione di capacità del trimmer da 5 a 17 pF si è ottenuta una variazione della frequenza da 400 a 300 MHz.

Il diodo tunnel trova comodamente posto all'interno di un normale fermaglio. Esso è formato da una placchetta di metallo che porta una pastiglia di germanio (zona nera) qulla quale la giunzione è ottenuta per lega (saldatura dalla quale parte il terminale).

In questo emettitore sperimentale per 1000 MHz il diodo tunnel è montato nella piccola scatoletta a fianco della bobina. Il mezzo dollaro dà un'idea delle dimensioni.

6. - POSSIBILITA OFFERTE DAL DIODO TUNNEL

Nel corso dello studio di questi nuovi sistemi amplificatori, i laboratori di ricerca della General Eletric hanno scoperto delle anomalie della caratteristica corrente tensione del diodo tunnel nel caso di bassi valori della tensione di polarizzazione ed a bassa temperatura. Come si può vedere nella fig. 7, la curva corrente tensione presenta un certo numero di inflessioni che sono state spiegate nel modo seguente. Ogni volta che un elettrone scappa nel senso inverso, esso dà luogo nel cristallo semiconduttore ad un'onda ultrasonora chiamata « phonon ». Questa emissione richiede una certa energia, si ha allora una repentina diminuzione della corrente. La scoperta di questa interazione fra « phonon » ed elettrone porterà sicuramente molte perplessità nel campo delle attuali conoscenze sui semiconduttori.

Una delle più importanti applicazioni previste per il diodo tunnel si avrà probabilmente nel campo dei contatori, per merito del suo tempo di risposta estremamente rapido (100 volte più rapido di quello del migliore transistore attualmente conosciuto), della debole potenza richiesta e della sua insensibilità alle variazioni di temperatura.

Sono previste però anche molte altre possibilità di impiego per i diodi tunnel; esse però sono state finora esperimentate solo in parte. La modulazione dell'oscillazione può essere ottenuta mosulando la sorgente di corrente continua: si ottiene una modulazione contemporanea in ampiezza e in frequenza. Il diodo tunnel può funzionare anche come convertitore di frequenza e può fornire esso stesso l'oscillazione eterodina. Inoltre il suo basso fattore di rumore e le elevatissime frequenze di lavoro gli promettono un grande avvenire nel campo dègli amplificatori a resistenza negativa. E per finire ricordiamo che il diodo tunnel polarizzato in modo conveniente (fig. 4) può funzionare come regolatore di tensione (punto 4) oppure può amplificare degli impulsi di polarità prestabilita (punto 2 o 4). *A*

Fig. 7 - Le riflessioni osservate nella caratteristica tensione corrente a temperatura molto bassa sono dovute all'emissione dei « phonon » che si hanno ogni volta che un elettrone fora la barriera di giunzione nel senso inverso. Queste emissioni sono accompagnate da un assorbimento di energia.

Nuova denominazione dei semiconduttori*

Il semiconduttore — sia come diodo sia come transistore — ha trovato negli ultimi anni nuovi campi di impiego nell'elettronica e nella radiotecnica. Le svariate necessità dei circuiti hanno portato alla realizzazione di moltissimi tipi. Ciò ha fatto nascere la necessità di estendere e riordinare l'attuale sistema di denominazione, molto poco differenziato, per rendere più agevole la scelta e la individuazione dei vari tipi.

Poichè il sistema di denominazione adottato ormai da decenni per le valvole amplificatrici per radio e TV ha dato degli ottimi risultati e si è sempre dimostrato abbastanza flessibile per poter comprendere anche nuovi tipi di valvole come quelle della serie da 100 mA, quelle per onde ultracorte, ecc., è logico utilizzare questa esperienza anche per ampliare il sistema di denominazione dei semiconduttori.

Il sistema di denominazione descritto qui di seguito è perciò basato sulla stessa metodologia del sistema di denominazione delle valvole.

1. Per i semiconduttori che trovano impiego più frequente negli apparecchi radio, TV e nei magnetofoni si ha un sistema di identificazione basato su: 2 lettere e 3 cifre.
2. Per i semiconduttori che trovano impiego più frequente in apparecchi diversi da quelli prima menzionati si ha un sistema di identificazione basato su: 3 lettere e 2 cifre.

Le lettere hanno il seguente significato:

— in prima posizione:

A diodi e transistori *p-n-p* al germanio,
B diodi e transistori *p-n-p* al silicio,
C transistori *n-p-n* al germanio;

— in seconda posizione:

A diodi, compresi i diodi a variazione di capacità,
C transistori per frequenze foniche,
D transistori di potenza per frequenze foniche,
E transistori per alta frequenza,
L transistori di potenza per alta frequenza,
P fotoelementi (fotodiodi e fototransistori),
S transistori per commutazione,
T tristor, diodo di Sockley, raddrizzatore controllato,
Y diodo di potenza, raddrizzatore,
Z diodo di confrondo, diodo Zener.

I numeri da 100 a 999 del primo tipo di semiconduttori sono dei numeri progressivi.

La terza lettera e le due cifre del secondo tipo di semiconduttori che vanno da A 10 a Z 99 vengono pure assegnati in modo progressivo. *A*

(*) Da Telefunken Pressdienst 468A.

dott. ing. Pier Ettore Biora *

Tecnologia dei transistori a giunzione in relazione alle prestazioni richieste

La varietà dei metodi di fabbricazione dei transistori a giunzione offre al commercio una vasta possibilità di scelta fra i diversi prodotti aventi ciascuno una propria particolare caratteristica.
Su ciascun metodo non si può negare la coesistenza di fattori favorevoli e sfavorevoli dal punto di vista delle applicazioni circuitali.
Scopo del presente articolo è di illustrare qualitativamente la dipendenza dei principali parametri dei transistori dalla tecnologia adottata per la loro fabbricazione.

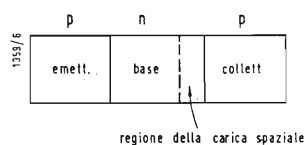



Fig. 1 - Struttura generica di un transistore.

(*) Della Soc. Elsi-Semiconduttori S.p.A., Palermo-Milano.

UN TRANSISTORE è, come ben noto, un apparato elettrico che permette di ottenere un guadagno di potenza quando sia introdotto in un circuito elettrico atto a fornire le opportune polarizzazioni ed il segnale da amplificare.
Da questo punto di vista il transistore non differisce sostanzialmente da qualsiasi tubo elettronico; e non si escludono anche altre simili analogie, mentre si ricorda che, in sostanza, esistono rilevanti differenze tra il transistore e il tubo elettronico. In primo piano si può mettere la diversità di tecnologia adottata per la costruzione.
È cosa nota che esiste un solo modo di costruire tubi elettronici (fatta astrazione per quelli di particolari impieghi quali magnetron, klystron, tyratron) ben poche varianti sono infatti avvenute nella tecnologia costruttiva dei tubi elettronici fin dalla loro prima comparsa nel mondo della tecnica.
Guardiamo invece al transistore! Dopo solamente 4 anni dal suo apparire, già esistono più di sei differenti tecnologie di fondamentale importanza e si deve pensare che altre due o tre hanno già avuto la loro fase di ascesa e si sono in seguito estinte!
Ma, pur essendo inevitabile che ognuno di questi metodi sia soggetto ad instabilità in relazione al progredire degli studi e delle ricerche sui semiconduttori, d'altro canto non sarebbe desiderabile che ne sopravvivesse uno solo.
La varietà dei metodi di costruzione offre al commercio una vasta possibilità di scelta fra i diversi prodotti aventi ciascuno una propria particolare caratteristica.
In ciascun metodo non si può negare la coesistenza di fattori favorevoli e sfavorevoli dal punto di vista delle applicazioni circuitali; tuttavia rimane pur sempre in ciascuna novità un tangibile contributo al miglioramento del prodotto.
I diversi tentativi di selezionare i transistori in modi più o meno utili ed opportuni nelle loro applicazioni in un determinato circuito, portano oltre che ad una estesa varietà di tipi, anche ad una non indifferente confusione; questo certamente non succede per i tubi elettronici per i quali si possono a priori definire con sufficiente approssimazione le caratteristiche necessarie all'impiego in un determinato circuito elettrico.
Da questa varietà di tipi e di tecnologia si può solamente trarre un vantaggio (ed evitare di conseguenza la confusione) se si tiene conto caso per caso, dell'influenza che esercita sulle prestazioni elettriche la tecnologia costruttiva dei semiconduttori.
Ma prima di inoltrarci in questo argomento è bene definire alcuni concetti fondamentali.
In fig. 1 sono rappresentate le tre parti in cui si divide costruttivamente un transistore.
Le giunzioni fra le diverse parti presentano particolari caratteristiche elettriche in quanto sedi di impurità dovuta alla lega formatasi. Ogni atomo di impurità di tipo negativo *n* o positivo *p*, contribuisce alla formazione di « portatori di cariche » rispettivamente di tipo negativo o positivo (hole).
L'emettitore inietta nella base i « portatori di cariche » la gran parte dei quali attraversa questa regione per poi

essere assorbita dal collettore. Un'analoga situazione si verifica nel tubo elettronico dove gli elettroni usciti dal catodo vengono assorbiti dall'anodo passando attraverso le maglie della griglia.
Nel transistore l'amplificazione di potenza avviene essenzialmente per il fatto che il flusso di portatori di cariche trova una bassa resistenza fra l'emettitore e la base (ingresso) ed una resistenza molto più grande fra la base e il collettore.
Un tubo elettronico è normalmente caratterizzato da un certo numero di parametri — definiti matematicamente come S transconduttanza, R_p resistenza anodica, μ coefficente di amplificazione di tensione — i quali vengono normalmente variati in sede di progetto agendo sulle caratteristiche del catodo, della griglia e della placca, sulla dimensione di questi elementi e sulla loro posizione reciproca.
Qualcosa di simile avviene per i transistori, ma le grandezze variabili in gioco sono qui poste in termini di « strati atomici » aventi determinate caratteristiche e disposti a contatto con altri analoghi « strati » mediante i più svariati metodi di « tiratura dei cristalli », di raffreddamento e di saldatura.
È facile comprendere come si tratti di elementi ben diversi da quelli dei normali tubi elettronici. Per esempio nel transistore la zona di base, equivalente alla griglia di un tubo, deve essere considerata tridimensionalmente, mentre una griglia di un tubo è caratterizzata con sufficiente approssimazione da un elemento piano e perforato.
Da questa ultima considerazione risulta chiaro come per un transistore si possano avere alcuni gradi di libertà in più, quanto a dire una maggiore facilità di variazione dei parametri e delle prestazioni al variare della configurazione fisica degli elementi in cui esso è formato.
Così pure si sono inoltrati diversi tipi di circuiti equivalenti atti a rappresentare il comportamento elettrico dei transistore; sulla varietà di questi e sui tentativi di unificazione dei simboli e delle grandezze fondamentali da introdurre è inutile soffermarsi in questa sede. Basti ricordare che rimane pur sempre un problema attuale e non privo di difficoltà.
D'altro canto, per gli scopi prefissi da questo scritto, è molto importante mettere in evidenza alcuni parametri che rientrano in questi circuiti quali definizioni matematiche e che sono soggetti a considerevoli variazioni nel loro valore in conseguenza della tecnica di fabbricazione adottata.
Prenderemo pertanto in considerazione le seguenti grandezze:
α = Amplificazione di corrente (base a terra, uscita in c.c.);
C_c = Capacità di collettore.
r_b = Resistenza estrinseca di base (spreading base resistance).
Il fattore di amplificazione α rappresenta l'entità delle cariche (dei portatori di carica) che attraversando la base raggiungono il collettore. Una frazione di queste cariche non riesce a raggiungere il collettore e genera una corrente di base che, pertanto, può considerarsi come indice di « perdita di amplificazione ». Un altro modo di vedere il fenomeno è quello di considerare la situazione che si verifica nel circuito con emettitore a terra, dove è ben noto che occorre una piccolissima corrente di base (di ingresso) per pilotare tutto lo stadio.
Un'altra fonte di perdita di amplificazione può essere l'eccessivo spessore della base che incide negativamente sull'efficienza dei « portatori di cariche » a causa del loro limitato tempo di vita in confronto al tempo impiegato per lo attraversamento di tale regione. A ciò si aggiunge il movimento dei portatori di segno opposto che, spostandosi in senso inverso attraverso la giunzione di emettitore, danno origine a una « conduzione inversa » la quale incide negativamente sul valore di α.
Questa corrente è generalmente inevitabile, ma può esser ridotta notevolmente aumentando l'efficienza dell'emettitore.
L'efficienza dell'emettitore è a sua volta funzione crescente del rapporto γ fra conduttività di emettitore e conduttività di base.
Se ne conclude che un modo di migliorare il fattore α è quello di rendere alto il rapporto γ agendo sulla concentrazione delle impurità nell'emettitore e nella base.(1)
Allo scopo di ottenere delle buone prestazioni ad alta frequenza, la capacità C_c fra collettore e base deve essere ridotta al minimo. Semplificando notevolmente il fenomeno, si può dire che questa capacità è localizzata in una zona fra la base e il collettore dalla quale tutte le cariche mobili (being mobile) sono elettricamente trascinate via dalla tensione applicata fra collettore e base e pertanto rimangono in essa solamente le cariche fisse (ionized, immobile, impurit atoms). È facile comprendere come in questa regione si localizzi una carica spaziale (dove tutti i portatori sono assenti), che elettricamente si può considerare come avente tutti gli effetti di una capacità.
Come avviene in tutti i fenomeni di tale natura la capacità risultante dipende dalla costante dielettrica del mezzo, ed è tanto più alta quanto più grande è l'area interessata e quanto più piccolo lo spessore della carica spaziale.
Tale spessore, d'altra parte, è funzione dell'estensione della regione interessata nella ricombinazione delle cariche, e della resistività del germanio.

(1) La resistività del germanio è funzione decrescente della concentrazione di impurità.

A parità di area per un transistore a giunzione il valore C_c è tanto più piccolo quanto meno definiti sono i bordi della giunzione (diffused juction) fra la zona di base e quella di collettore.
Come indica la denominazione stessa, lo spessore della carica spaziale dipende inoltre dalla tensione di collettore.
Per un dato spessore della carica spaziale, la corrispondente tensione di collettore è tanto più grande quanto più alta è la concentrazione di atomi di impurità in detta regione.
Aumentando inoltre la tensione inversa di collettore si può notevolmente diminuire l'effetto capacitativo della carica spaziale.
Nello stesso tempo la tensione di collettore può causare la estensione della carica spaziale in tutta la regione di base dando origine al noto fenomeno del « punch-trough » fra emettitore e collettore.
La resistenza estrinseca di base r_b è quella esistente fra la connessione di base e la parte attiva della regione di base stessa.
In questa resistenza si verifica una dissipazione di potenza di entità non trascurabile qualora si vogliano ottenere alti guadagni. In questo caso, quindi, è necessario rendere r_b la più piccola possibile.
Tale parametro diventa particolarmente importante alle alte frequenze, dove combinato con altri parametri parassiti, dà luogo ad una tensione di reazione che generalmente compromette la stabilità del circuito.
Il valore della resistenza r_b assume particolare importanza nello studio dei circuiti a R.F. Alle frequenze elevate (R.F.) essa agisce in modo non indifferente sui valori delle impedenze d'ingresso e d'uscita del transistore e di conseguenza sulla stabilità dei circuiti e sul massimo guadagno ottenibile, essendo così causa di notevoli difficoltà e complicazioni in sede di progetto.
È evidente che questa resistenza può essere tenuta bassa aumentando la conducibilità della piastrina di base e l'area interessata dalla corrente di base stessa, nonchè riducendo al minimo le resistenze di saldatura degli attacchi.
È ancora importante ricordare l'effetto del tempo di transito dei portatori di cariche attraverso la base, il quale alle frequenze elevate, si risolve in una diminuzione di guadagno di corrente α e provoca un ritardo di fase. La frequenza alla quale α si riduce di 3 dB è conosciuta come frequenza di cut-off; a questa frequenza il ritardo di fase è approssimativamente 60°.
Il fenomeno è del tutto analogo a quello che si verifica in un tubo elettronico quando il tempo di transito degli elettroni è dello stesso ordine di grandezza del periodo del segnale.
Nei transistori il fenomeno si verifica a frequenze più basse di quelle relative ai tubi a vuoto a causa delle velocità

generalmente più basse dei portatori di cariche.

È quindi evidente che la frequenza di taglio $f\alpha$ è in relazione con lo spessore di base. Riducendo tale spessore viene ridotto al minimo l'effetto del tempo di transito e si possono ottenere transistori con frequenze di taglio relativamente elevate.

Tralasciando ora di esaminare molti altri parametri, generalmente utili nell'impiego di transistori, è importante mettere in evidenza il concetto fondamentale, derivato da quanto detto sopra che cioè tutti i parametri dei transistori sono funzione dei seguenti fattori:

a) Concentrazione dei diversi tipi di impurità in date zone;

b) Distribuzione di queste impurità nell'interno di una zona ed agli estremi (bordi) di questa;

c) Estensione di queste zone.

Ora, se si tiene conto che ciascuna tecnologia costruttiva implica alcune limitazioni alla distribuzione delle impurità nel solido conduttore, quali potrebbero essere i risultati delle condizioni imposte per la formazione di una lega, si può ben comprendere perchè alcuni transistori siano adatti per alte frequenze, altri non siano adatti a sopportare tensioni e temperature elevate; si può ben comprendere perchè alcuni tipi siano più facilmente fabbricabili rispetto ad altri e perchè alcuni possano più facilmente di altri essere impiegati a potenze elevate e così via.

La denominazione dei vari tipi è qui lasciata in lingua inglese allo scopo di non creare confusione con la corrente letteratura.

1. - GROWN TRANSISTOR

Nella corrente tecnica costruttiva dei transistori si cerca generalmente di creare un unico cristallo di germanio, sotto determinate condizioni di raffreddamento del metallo fuso (growing process).

Questa operazione di raffreddamento è comune a tutte le tecnologie finora adottate, mentre, caso per caso, vengono variati alcuni fattori quali l'orientazione di tiratura, la velocità di raffreddamento, la temperatura, ecc.

Il grown transistor viene ottenuto da un cristallo di germanio « tirato » dal materiale fuso in cui vengono aggiunti, durante il processo di tiratura, gli elementi costituenti la lega semiconduttrice. Si ricava un cristallo costituito da tre zone di diversa composizione chimica dalle quali si tagliano delle sottili tavolette (chips) comprendenti le tre regioni di emettitore, collettore e base. Il transistore è completato saldando in corrispondenza delle rispettive regioni i terminali di connessione (fig. 2).

Bisogna notare che, in questo caso, data la sottigliezza della regione di base, la relativa connessione al terminale risulta molto piccola e fragile.

Un inconveniente di questo metodo è quello di dover tagliare un intero cristallo per ottenere solamente una piccola fetta di materiale dal quale poi si possono ricavare le tavolette comprendenti le 3 zone utili.

Il *rate-grown-transistor* è essenzialmente un grown-transistor in cui si è ovviato a questo inconveniente di spreco adottando la tecnica del raffreddamento alternativamente rapido e lento.

La concentrazione di un elemento in un altro può essere regolata agevolmente durante la solidificazione controllando la velocità di raffreddamento.

È così possibile ottenere dal materiale fuso, contenente i due elementi della lega, un cristallo composto di strati a diversa concentrazione di impurità.

In altre parole con questa tecnica di tiratura si può ottenere un cristallo a strati alterni del tipo p ed n.

Un cristallo così formato viene in seguito tagliato a fette in modo che ogni fetta contenga le tre zone desiderate per la formazione della tavoletta (chip).

Si ottiene in questo modo una struttura analoga a quella del grown-transistor descritta prima ed indicato in figura 2.

Sebbene questa tecnologia sia stata annunciata diversi anni fa, tuttavia non ha mai raggiunto un notevole sviluppo certamente a causa delle difficoltà di fabbricazione che si possano incontrare.

2. - MELT-BACK TRANSISTOR

Una variante di questo processo consiste nel partire da una tavoletta di germanio o silicio delle dimensioni desiderate per ottenere il transistore.

Ciascuna tavoletta viene riscaldata ad una estremità e portata ad inizio fusione. Dosando opportunamente le impurità del materiale di potenza e controllando la fase di raffreddamento si riesce a concentrare queste impurità in un sottile strato di tipo p, mentre tutto il resto rimane del tipo n.

La struttura del transistore che si ottiene da questo processo (melt-back process) è ancora simile a quella di figura 2 ma si hanno qui maggiori possibilità di controllare lo spessore dello strato di base e, soprattutto, un minor spreco di materiale.

Questa estesa varietà di grown-transistor, per la natura stessa della tecnologia costruttiva, ha in comune le seguenti caratteristiche:

a) *Spessore della base.* Data la particolare procedura di lavorazione, non si può ottenere una regione di base nettamente distinta da quelle di collettore e di emettitore. La mobilità degli atomi di impurità e la loro libertà di diffondersi, creano una graduale diminuzione di concentrazione delle impurità nel passaggio da una regione ad un'altra. Ne segue che il piccolissimo spessore di base ottenuto ha la tendenza a distruggersi completamente a causa della diffusione delle impurità verso il collettore e l'emettitore.

Questo è uno degli svantaggi del grown transistor.

La regione di base non può essere resa sottile oltre un certo limite, da cui una conseguente limitazione per la frequenza di taglio $f\alpha$.

b) *Capacità di collettore.* A causa della graduale diffusione delle impurità nelle zone di giunzione, la capacità C_c risulta relativamente bassa. È questo d'altro canto, uno dei vantaggi del grown transistor.

c) *Resistenza di base.* Questo parametro risulta eccezionalmente alto, circa $150 \div 300\ \Omega$, e questo fatto si oppone al vantaggio di una buona compattezza della tavoletta costituente il transistore La causa di questo inconveniente va ricercata nelle dimensioni del filo di connessione alla base e nelle non indifferenti difficoltà di eseguire la saldatura del conduttore alla base evitando la formazione di una regione di relativamente alta resistenza.

d) *Coefficiente di amplificazione*: nei crown transistor α è generalmente soddisfacente, anche se non si possono raggiungere valori molto alti a causa della procedura stessa di formazione delle zone.

Infatti l'efficienza dell'emettitore, e quindi il valore del rapporto γ è abbastanza basso in quanto l'emettitore è alterato dalle impurità diffuse in esso.

Una interessante proprietà di questi transistori è quella che emettitore e collettore data la loro particolare costruzione, sono intercambiabili.

Si dice in questo caso che il transistore è « simmetrico ».

3. - FUSION - ALLOY TRANSISTOR

La maggior parte dei transistori attualmente in uso sono stati costruiti con questa tecnica.

La fig. 3 rappresenta un transistore di questo genere per audio-frequenze.

Un cristallo di germanio a resistività costante ricavato secondo il normale processo di tiratura viene tagliato secondo direzioni cristallografiche ben determinate in piccole e sottili piastrine (chips).

A contatto delle due facce della piastrina vengono disposti due granelli di indio (o di altro materiale a seconda del tipo di giunzione che si vuole ottenere) ed il tutto viene portato in forno ad una temperatura tale da poter raggiungere la fusione dei granelli. Nel forno avviene una specie di diffusione

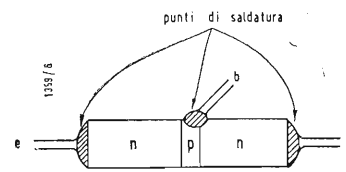



Fig. 2 - Struttura schematica di un grown-transistor.

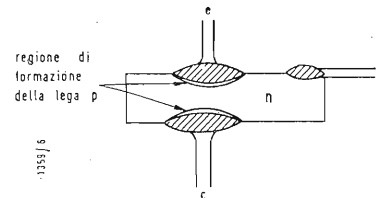



Fig. 3 - Struttura schematica di un fusion-alloy transistor.

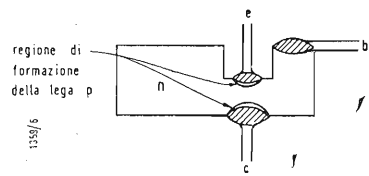



Fig. 4 - Struttura schematica di un fusion-alloy transistor per alta frequenza.

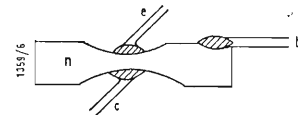



Fig. 5 - Struttura schematica di un surface-barrier transistor.

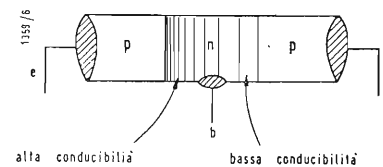



Fig. 6 - Struttura schematica di un diffused-base transistor.

degli atomi di materiale fuso entro il corpo ancora solido della piastrina; la penetrazione di questi è funzione oltre che della temperatura, anche del tempo di permanenza in forno.

Quando tutto il sistema viene rimosso dal forno e fatto raffreddare, gli atomi del granello penetrati nell'interno della piastrina sono ormai bloccati nella struttura cristallina del germanio.

Nelle vicinanze dei contatti fra granelli e piastrina si è in tal modo formata una lega di materiale di tipo p (se originariamente il germanio era di tipo n) che conferisce alle due zone rispettivamente le proprietà dell'emettitore e del collettore.

In un accurato controllo di questa procedura si può ottenere una separazione fra le due zone di circa $10 \div 12$ millesimi di millimetro con una conseguente notevole riduzione del tempo di transito dei portatori di cariche.

L'effetto della zona relativamente stretta interessata dalla carica spaziale (zona di transizione) è quella di rendere abbastanza alta la capacità C_c (circa 3 volte quella di un grown-transistor) a parità di area).

In questi tipi di transistori incidono tuttavia favorevolmente le dimensioni veramente ridotte delle aree generalmente interessate dal collettore e dall'emettitore.

Con questa procedura si ottengono sistemi p-n-p ed n-p-n variando le caratteristiche dei componenti usati nella formazione della lega.

Inoltre si possono ottenere facilmente dei transistori per alta potenza, solamente aumentando le dimensioni della piastrina (chip) e dei granelli (dots).

Il controllo delle condizioni del forno e del tempo di permanenza in esso nonchè la scelta dello spessore della piastrina sono i principali elementi che influiscono sullo spessore di base risultante a transistore ultimato.

I transistori per alte frequenze possono essere costruiti intagliando la piastrina di germanio come schematicamente indicato in fig. 4.

Si ottiene localmente uno spessore veramente piccolo e, di conseguenza, lo spessore della zona di base viene ridotta al minimo.

Le ridotte dimensioni dei granelli rendono abbastanza basso il valore di C_c, mentre con l'ingrossamento della piastrina in corrispondenza della connessione esterna alla base si può tenere relativamente basso il valore di r_b.

In conclusione, si trovano diverse varianti di questi tipi di transistori, generalmente superiori al grown-transistor per quel che riguarda r_b ed $f\alpha$ pur restando lo svantaggio di una più alta capacità di collettore C_c.

4. - SURFACE-BARRIER TRANSISTOR

Il transistore di questo tipo (fig. 5) non è molto dissimile dal fusion alloy transistor in quanto consiste di una piastrina su cui sono state eseguite due incavature per l'emettitore ed il collettore.

La differenza fondamentale è che queste due incavature sono ricavate mediante attacco chimico e non meccanicamente come nel caso precedente.

Le due zone incavate sono ricavate da un processo elettrolitico controllato da un circuito a fotocellula in grado di interrompere la corrente quando la distanza fra le due superfici opposte è ridotta ad un valore prefissato. Tale valore è generalmente molto basso $1 \div 2{,}5$ millesimi di millimetro.

In seguito viene depositato in queste zone un sottile strato metallico per mezzo di un processo elettrolitico analogo a quello della normale placcatura dei metalli.

Le zone p ed n non vengono qui create per mezzo di leghe o, comunque, di penetrazione di impurità nel cristallo di germanio, ma si ottengono dalle particolari condizioni in cui vengono a trovarsi i vari punti di contatto della superficie metallo-semiconduttore.

Con questo tipo di costruzione si ottengono capacità di collettore molto piccole e frequenze di taglio molto alte. I transistori che si ottengono possono essere considerati veramente ottimi dal punto di vista delle loro prestazioni per frequenze al di sopra di 10 MHz.

Unico inconveniente è che, data la sottigliezza della zona di base e la piccolezza dei punti di contatto, la tensione di punch-trough è molto limitata (scende anche sotto a 5 V) e la potenza dissipabile del collettore non supera i 15 mW.

Questo tipo di transistore è stato costruito con successo solamente impiegando il germanio, mentre è stato escluso fino ad ora l'uso del silicio probabilmente per la forte attività chimica della superficie silicea.

5. - DIFFUSED-BASE TRANSISTOR (drift transistor)

Il principio su cui è basato il funzionamento di questo tipo fu proposto fin dal 1953, ma il primo transistore non fu costruito che un anno dopo. Nello stesso tempo esso fu progettato indipendentemente da diverse case costruttrici.

Il diffused-base transistor presenta diversi vantaggi rispetto agli altri tipi, sopratutto dal punto di vista tecnico. Tuttavia questi vantaggi non potranno esplicarsi nel modo più utile fino a che i progressi pratici nella procedura di costruzione non lo renderanno più facilmente accessibile.

Questo tipo differisce dagli altri in quanto la zona di base non ha una composizione costante; il contenuto di impurità varia fortemente passando dal

collettore all'emettitore in modo che nelle vicinanze del collettore la concentrazione è un migliaio di volte inferiore a quella vicina all'emettitore (fig. 6). Il conseguente gradiente di conducibilità è causa di un campo elettrico di direzione ed intensità tali da favorire il passaggio dei « portatori » e di diminuire quindi il tempo di transito.
Questo principio è normalmente riconosciuto come il « built in field ». La larghezza della carica spaziale a parità di tensione di collettore è molto più grande di quella di un normale transistore. Il risultato è quello di rendere minima la capacità C_c anche se è generalmente difficile ottenere piccole aree trasversali.

I piccoli valori di C_c ed il diminuito tempo di transito rendono le prestazioni ad alte frequenze di questo transistor nettamente superiori a quelle di qualsiasi altro tipo a giunzione. La resistenza di base r_b, che è funzione della resistenza fra la connessione di base e quella di emettitore, è molto più bassa a causa della forte concentrazione di impurità nelle vicinanze dell'emettitore Sempre a causa della notevole concentrazione di impurità nelle vicinanze dell'emettitore, la tensione di punch-trough è molto alta.

Il tipo di piastrina permette la connessione di terminali sufficientemente robusti e capaci di dissipare forti potenze.
Il diffused-base transistor è il più promettente di tutti i transistori progettati fino ad oggi in quanto riesce a migliorare simultaneamente tutti i parametri.

È interessante notare come la tecnica di diffusione possa essere combinata con le altre maggiori tecnologie con il risultato di un transistore avente proprietà eccezionalmente superiori agli attuali.

Nella letteratura è facile incontrare diversi tipi di questi sotto la denominazione di grown diffused, surface-barrier diffused, melt-back diffused.

6. - LO SPACISTOR

Uno degli ultimi sviluppi delle ricerche in questo campo hanno portato il Dott. H. Statz della Raytheon MC. Research Division alla creazione dello *spacistor*. Trattasi di una specie di transistore col quale si possono ottenere forti amplificazioni fino a frequenze altissime.

Essenzialmente lo spacistor è un diodo a giunzione *p-n* in corrispondenza della quale sono connessi due altri elementi; un iniettore ed un modulatore (injector e modulator) ottenendo il risultato di iniettare i portatori di carica direttamente all'interno di un relativamente alto campo elettrico (dell'ordine di grandezza di quello ottenibile fra gli elettrodi di un tubo a vuoto). L'effetto acceleratore del campo elettrico permette di ottenere eccellenti prestazioni del sistema ad elevate frequenze.

In conclusione ciascuna tecnologia impone inevitabilmente delle limitazioni alla natura ed alla distribuzionea tomica interna degli elementi costituenti un transistore.

Nel corso dei prossimi anni, qualcuna di queste tecnologie sarà certamente abbandonata, mentre altre verranno ridimensionate e migliorate; non si esclude tuttavia l'apparire in questo quadro di ancora nuovi concetti e nuove procedure di lavorazione.

La tabella che segue riassume, nelle caratteristiche più salienti ed in modo del tutto qualitativo, i risultati raggiunti da ciascuna tecnologia precedentemente menzionata.

A.

Tabella comparativa dei vari tipi di transistori

Transistore Tipo	α	$f\alpha$	Punch-trough voltage	C_c	r_b	Dissipazione di potenza P_w
Grown						
normale	medio	scarso	medio	buono	scarso	bassa
rate grown	scarso	scarso	medio	buono	scarso	bassa
melt back	medio	scarso	medio	buono	scarso	bassa
Fusion alloy	buono	scarso	buono	scarso	scarso	alta
audio	buono	buono	scarso	buono	buono	alta
v.f. di potenza	buono	basso	buono	basso	molto buono	molto alta
Surface-barrier	scarso	molto buono	basso	buono	scarso	bassa
Diffused-base	buono	molto buono	molto buono	buono	buono	media

Un programma italiano per ricerche con razzi sonda

Nella sede del Consiglio Nazionale delle Ricerche si è riunita la Commissione per le ricerche spaziali, costituita dal predetto Ente nel settembre u.s. La Commissione, che è presieduta dal Prof. Luigi Broglio, Preside della Facoltà d'ingegneria aeronautica dell'Università di Roma e che è composta dai Professori Amaldi, Boella, Carrara, Casci, Puppi e Righini, fra le altre questioni all'ordine del giorno esaminate, ha dato l'avvio alla redazione di un programma italiano per ricerche con razzi sonda.
La Commissione fu istituita con lo scopo di compiere una valutazione delle possibilità in vista di una collaborazione europea nel campo delle ricerche sullo spazio. In attesa della realizzazione di questa collaborazione, la Commissione ha concretato un programma italiano di ricerche con l'uso di razzi sonda; programma che ha lo scopo di ottenere l'acquisizione di risultati scientifici conseguibili soltanto fra i 200 e gli 800 km di altezza.
Il programma ha altresì lo scopo di giungere alla formazione di un primo nucleo di specialisti nel lancio e nel « tracking » dei mezzi spaziali. Inoltre la tecnica dei razzi sonda potrebbe essere utilizzata in programmi successivi per la risoluzione di problemi riguardanti i satelliti artificiali e in particolare la messa a punto della strumentazione di questi ultimi. (*r. s.*)

Sottile come una matita la nuova lampada a quarzo da 1.500 W

La General Electric Company ha iniziato la produzione commerciale di un nuovo tipo di lampada elettrica che, a parità di assorbimento di corrente, è in grado di erogare una luminosità considerevolmente maggiore di quella prodotta dalle normali lampade ad incandescenza.
La lampada, prodotta per ora in due tipi, 1.500 e 500 watt, è lunga circa 25 centimetri e ha lo spessore di una matita. In essa è stato adottato un noto principio, che consente di combinare chimicamente le traccie di iodio presenti nella miscela gassosa contenuta nella lampada tubolare con le particelle evaporate dal filamento di tungsteno.
Quando il composto di tungsteno e iodio torna a circolare nei pressi del filamento incandescente, il considerevole calore di questo provvede a liberare il tungsteno dal composto stesso. Le particelle di tungsteno tornano quindi ad aderire al filamento, permettendo in tal modo allo iodio di iniziare nuovamente il ciclo.
La durata media delle nuove lampade tubolari a quarzo è di 2.000 ore, ossia supera di circa due volte quella delle lampade attualmente in commercio. (*u.s.*)

Velo protettivo per capsule spaziali durante il rientro

La B. F. Goodrich Company ha realizzato una specie di « calza » in grado di proteggere le ogive e le capsule spaziali dalle temperature elevate che si sviluppano durante l'aria.
Il velo protettivo, destinato a vaporizzare durante la fase più critica del rientro, è stato collaudato con successo in una capsula spaziale del « Progetto Mercury » lanciata da Cape Canaveral con un missile balistico « Atlas ».
Lo schermo termico era stato sistemato in corrispondenza della base della capsula spaziale e coperto con uno strato di alcuni centimetri di spessore di fibra di vetro. Gli schermi protettivi vengono prodotti dalla Goodrich in spessori varianti da 7 mm a 14 cm. (*u.s.*)

Brevettato negli Stati Uniti un nuovo tipo di « videofono »

Un nuovo tipo di apparecchio telefonico, che consente a due persone impegnate in una conversazione urbana o interurbana di osservarsi a vicenda su uno schermo televisivo di 4 centimetri per 5, è stato brevettato recentemente dai Bell Telephone Laboratories.
Il nuovo sistema utilizza i cavi della rete telefonica normale per la trasmissione e la ricezione delle immagini e della conversazione. Pur essendo stato collaudato in una serie di prove da un capo all'altro del territorio americano con un certo grado di successo, gli ingegneri della Bell desiderano apportare alcune migliorie alla trasmissione e alla ricezione delle immagini, prima dell'inizio della produzione. Sul telefono brevettato dalla Bell sono disposti uno schermo catodico per la ricezione delle immagini, uno specchio che consente all'utente di vedersi e quindi di controllarsi durante la conversazione, ed una telecamera in miniatura che provvede alla ripresa delle immagini.
Le difficoltà incontrate nelle esperienze preliminari potranno essere eliminate probabilmente con l'adozione di linee telefoniche che siano in grado di convogliare una gamma più estesa di frequenze, ossia canali più ampi di quelli occorrenti per la trasmissione delle conversazioni. La mediocre qualità delle immagini ottenute con gli attuali apparecchi sperimentali è dovuta al fatto che questi trasmettono una sola immagine al secondo, mentre la televisione commerciale ne trasmette trenta (standard americano). (*u.s.*)

I. F. S.

Un laboratorio dimostrativo mobile*

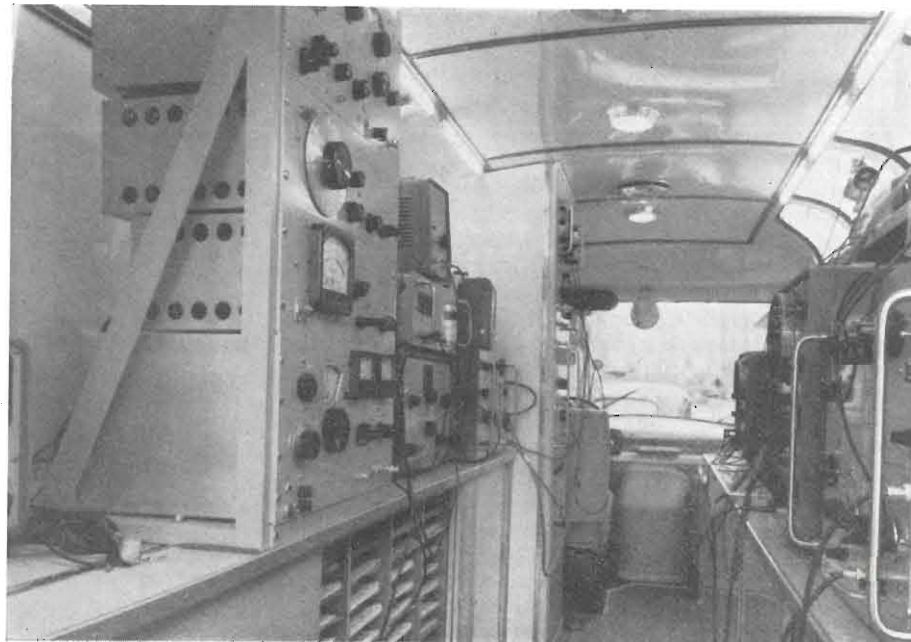



Fig. 1 - Visione interna del furgone attrezzato della -hp- (documentazione fotografica Freddy Bertrand, Ginevra).

TUTTE LE PRINCIPALI ditte italiane operanti nel campo elettronico hanno ricevuto in queste ultime settimane una visita del tutto originale e inaspettata. Una ormai nota casa americana di strumenti di misura la HEWLETT e PACKARD ha infatti approntato un furgone attrezzato con un laboratorio dimostrativo contenente gli ultimi strumenti di misura progettati e le unità più importanti di una produzione veramente molto vasta e specializzata.

Dal punto tecnico e commerciale questa iniziativa ci è sembrata « centrata ». Indubbiamente non esiste campo in cui l'aggiornamento abbia tanta importanza come in quello delle misure elettroniche.

Oggi la produzione radio avanza infatti a base di novità, di ritrovati con i quali ogni marchio di produzione tenta di avanzare sugli altri strappando una parte di mercato.

E, per il collaudo delle nuove idee, per l'organizzazione della produzione di massa ad un prezzo sempre più ridotto, la strumentazione d'avanguardia è della massima importanza.

Certo una cosa è leggere un listino ed un'altra, mille volte più convincente, è impugnare i comandi dello strumento.

Su ciò si è basata l'iniziativa commerciale della —*hp*— che tra l'altro ha dotato di gruppo elettrogeno il proprio furgone in modo da permettere la dimostrazione pratica di funzionamento delle apparecchiature in ogni località, in ogni condizione.

Le caratteristiche degli strumenti messi così a disposizione in visione dei tecnici di tutta Europa (il furgone dell'—*hp*— dalla base elvetica di Ginevra si sposterà via via in tutti i principali paesi europei) sono veramente di spicco!

Elencheremo qui le caratteristiche degli strumenti più degni di attenzione nella persuasione di fare cosa gradita ai lettori.

La fig. 2 di un'idea della razionabilità con cui è stato disposto il materiale nel laboratorio mobile dimostrativo.

Parte degli strumenti sono stati montati su « rack », mentre gli altri di tipo normale da tavolo erano assicurati in modo pratico ed efficiente con dei tiranti elastici chiaramente visibili in figura.

Le apparecchiature sistemate su « rack » e visibili in figura all'estremo destro costituiscono una brillante novità nel campo della misura di frequenza. In ordine di sequenza dall'alto al basso erano disposti:

— L'oscilloscopio 130 B con banda dalla continua ai 300 kHz, di elevata sensibilità (1 mV per centimetro di traccia), adatto per controlli di fase (possedendo infatti l'amplificatore dell'asse X eguale a quello dell'asse Y) e per il rilievo dei rapporti di frequenza a mezzo di figure oscilloscopiche.

— L'oscillatore di trasferimento 540 B previsto per ampliare il campo di misura del frequenzimetro a contatore (disposto immediatamente al di sotto) tipo 524 C. Si tratta di un oscillatore di alta stabilità dei 100 ai 220 MHz con forte contenuto di armoniche in modo da permettere con esse battimenti con i segnali sotto misura fino ad una frequenza massima di 12.400 MHz. Nello strumento è incorporato un oscilloscopio che viene impiegato per la determinazione di una frequenza sconosciuta per battimento con la frequenza generata nello strumento.

— Il counter elettronico 524 C. Previsto per misurare da 10 Hz a 10,1 MHz, esso permette la lettura diretta delle cifre della misura che viene riferita al tempo. Si leggono così secondi, millisecondi o microsecondi con ben otto cifre significative e con funzionamento automatico della virgola.

Lo strumento contiene uno standard che permette un'uscita a 10 Hz, 1 kHz, 100 kHz, 10 MHz con l'approssimazione di 3 parti su 100 milioni come stabilità a breve periodo e di 5 su 100 milioni nell'intervallo di una settimana.

Non siamo ancora alla stabilità di uno Standard Primario ma questa unità relativamente piccola può, d'altra parte, venir facilmente allineata con l'aiuto delle emissioni WWV o a mezzo delle uscite da 100 MHz o 1 MHz di un altro Standard di maggior stabilità.

Vale la pena di notare che questo contatore può essere fornito di cassetti convertitori, inseribili nel corpo dello strumento, per estenderne il campo di misura a 200 MHz con lettura diretta. Ma non sono tanto queste prestazioni, quelle da prendere in considerazione, quanto i dettagli che ad esse sono legati, i dettagli intendiamo che fanno pratiche, comode, alla portata di tutti le misure stesse.

Così accanto alla lettura diretta degli intervalli di tempo va ricordata la possibilità di stampare in rapida successione gli stessi dati di misura mediante un apparato che era disposto sul « rack » sotto il counter stesso.

— Un registratore numerico con capacità di stampa fino a 11 cifre significative alla velocità massima di 5 stampate al secondo.

Per la stampa sono sufficienti impulsi di 10 μsec minimi di ampiezza con un'ampiezza minima picco di 15 V.

È questa un'apparecchiatura che la —*hp*— ha progettato per il controllo di apparati elettronici ed elettromeccanici.

La casa ha infatti previsto una serie di sottotipi adattati al collegamento con i counter con un voltmetro digitale di cui parleremo più avanti, ecc. La comodità di avere dinanzi agli occhi stampate le cifre di misura è troppo evidente perchè valga la pena di soffermarsi su questo particolare.

Si può invece concludere che questi soli tre strumenti (quattro con l'oscilloscopio che non è strettamente indispensabile) permettono una vasta serie di misure ma sopratutto con la massima celerità di esecuzione e con la possibilità di una diretta documentazione scritta.

Per questo motivo essi possono venir utilizzati non solo in sede di laboratorio ma anche per l'attrezzatura e le esigenze di un moderno collaudo. Il laboratorio mobile dell'—*hp*— conteneva anche un altro gruppo combinato di strumenti per il

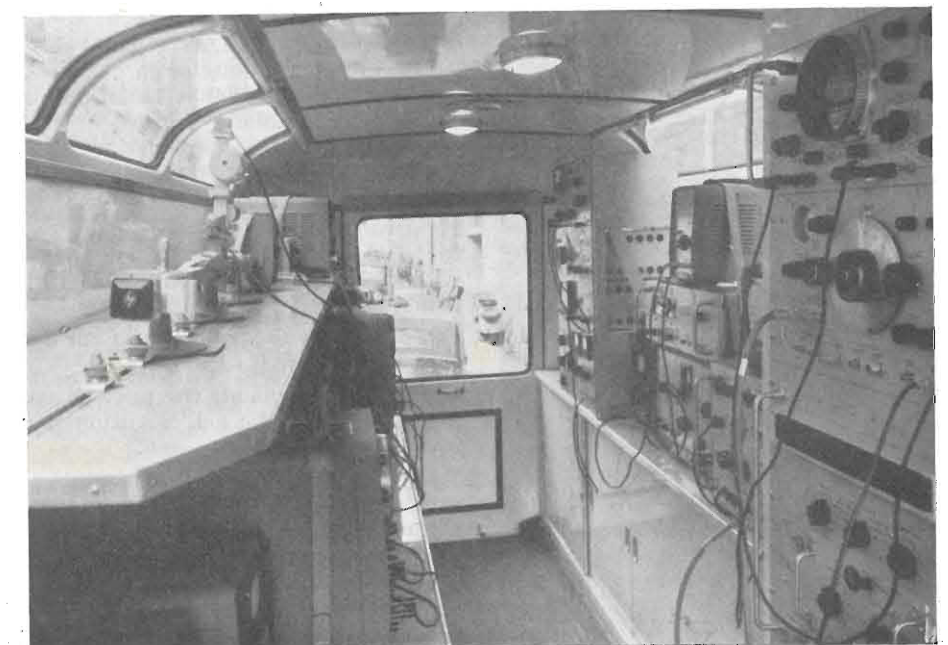



Fig. 2 - Altra visione interna del furgone attrezzato. Nel rack all'estrema destra sono montati, dall'alto al basso, l'oscilloscopio 130B, l'oscillatore di trasferimento 540B e il counter elettronico 524C.

(*) Presentato dalla Hewlett e Packard di Palo Alto (U.S.A.) rappresentata in Italia dalla Ditta ing. M. Vianello, di Milano.

Fig. 3 - Aspetto esterno del laboratorio mobile -hp-.

controllo delle guide d'onda mediante la misura del coefficiente di riflessione.
Due elementi di guida d'onda (X725C e X725D) con i loro relativi detector individuali (X421A) erano collegati ad un *ratiometer* (416A) mentre un oscillatore sweep con banda 4,4 MHz : 4,4 kMHz alimentava il complesso.
La novità e la praticità di questo complesso di misura sta principalmente nel ratiometer che permette la misura del rapporto di onda stazionaria direttamente od in maniera del tutto indipendente dal livello dell'alimentazione a RF.
La gamma di rapporti misurabili si estende da 1,01 a 20 a 1.
La praticità del sistema è sottolineata dal fatto, che l'oscillatore in funzionamento wobbulato permette di analizzare l'andamento delle riflessioni con un oscilloscopio in modo continuo su di un vasto spettro di frequenze. Un simile complesso è indubbiamente utilissimo sia per il controllo ed il collaudo rapido delle apparecchiature a microonde come per tutte le esperienze di laboratorio su di una vastissima gamma (4 MHz ÷ 4000 MHz) di frequenza.
Oltre a questi due banchi di prova la —*hp*— ha presentato due novità assolute: un analizzatore d'onda a transistori di cui abbiamo già dato descrizione su queste pagine ed il nuovo generatore di segnali da 50 kHz a 65 MHz in 6 bande (rispettivamente 302A e 606A). Del primo diremo che si tratta di un'apparecchiatura transistorizzata (una delle prime) di elevate qualità professionali; basta pensare che gli stadi di amplificazione funzionano con oltre 90 dB di rapporto di intermodulazione.

Nel generatore dobbiamo porne in rilievo l'impiego di un circuito di controreazione tra amplificatore di RF ed oscillatore che:
— mantiene costante l'uscita largamente entro ± 1 dB;
— stabilizza la percentuale di modulazione mantenendola costante al variare della frequenza generata.
Sia oscillatore che amplificatore a RF funzionano in controfase in modo da ridurre la distorsione del segnale di uscita entro un massimo dell'1,5% di uscita fino ai 50 MHz con un punto del 2,5% ai 65 MHz.
Un attenuatore di 120 dB in 10 scatti permette di scendere da 3 V (su 50 Ω) a 0,1 μV. Il campo disperso è assolutamente trascurabile e permette di operare su ricevitori con sensibilità sotto il decimo di microvolt.
È stata inoltre presentata una vasta gamma di voltmetri elettronici di ottime caratteristiche. Fra questi ci permettiamo di segnalare:
— Il 412A ultimo tipo di voltmetro a valvola in c.c. Campo di misura da 1 mV a 1000 V; scala a specchio precisione ± 1% con 13 portate voltmetriche. Misura delle resistenze nel campo da 1 Ω a 100 MΩ in 9 portate (letture di centro scala). Misure di corrente continua in 13 scale da 1 μA, a 1 A fondo scala. Una semplice commutazione permette di passare dalla misura con polarità negativa a quella con polarità positiva.
— Il 410B voltmetro a valvola c.c. e c.a. di serie dell'—*hp*— Campo 20 Hz ÷ 700 MHz per l'alternata con 1,5 pF di capacità di entrata al probe.
Commutatore a 7 portate con campo di misura degli ohm (in centro scala da 10 a 10 MΩ). Si fa uso di un diodo speciale di nuova concezione nel probe per RF.
— Il 425A amperometro e voltmetro in c.a. a zero centrale di elevatissima sensibilità (100.000 di guadagno).
Questo strumento fa uso di uno speciale chopper fotoelettronico della massima sicurezza in quanto non fa intervenire nessun organo in movimento.
— Il 428A. L'ormai famoso milliamperometro a pinza in c.c. con portate da 3 mA a 1 A fondo scala. È troppo noto ormai per insistere nella descrizione. Diremo solo che esso inserisce, nel circuito sotto misura, 0,5 μH di induttanza, al massimo.
— Il voltmetro numerico in c.c. 405A. È l'ultimo grido della tecnica elettronica. Campo da 0,001 a 999 V. Lettura diretta di tre cifre significative oltre alla polarità ed alla virgola.
Non esiste quindi più la selezione della portata e della polarità di misura. Tutto è automatico a meno che non sia voglia scegliere a mano la portata con un apposito comando a parte.
Lo strumento può venir collegato, eventualmente, con un apparato registratore che stampa direttamente le tre cifre significative indicate e la relativa polarità.
— Il 400D - H e L millivoltmetro da 10 Hz a 4 MHz. Campo di lettura dal millivolt ai 300 V.
Forse questo è lo strumento in cui meglio si vede da vicino la consumata abilità dei circuitisti dell'—*hp*—.
Si tratta di strumenti che possono dare la normale approssimazione del 3% ma sono previsti anche nell'esecuzione con scala a specchio e con scala logaritmica per un'approssimazione dell'1%.
Tra i numerosi strumenti presentati vale la pena di ricordare anche il 200CD generatore di largo impiego con banda utile dai 5 Hz ai 600 kHz (5 bande). Esso permette la notevole uscita di 10 V su 600 Ω, ma con solo il 0,5% di distorsione ed anche con carichi molto bassi applicati all'uscita. È uno strumento che sta bene in tutti i laboratori.
L'uscita è costante entro ± 1 dB con una precisione di scala del 2%.
Di tipo moderno e per impieghi specializzati è invece il 202A, generatore di fun-

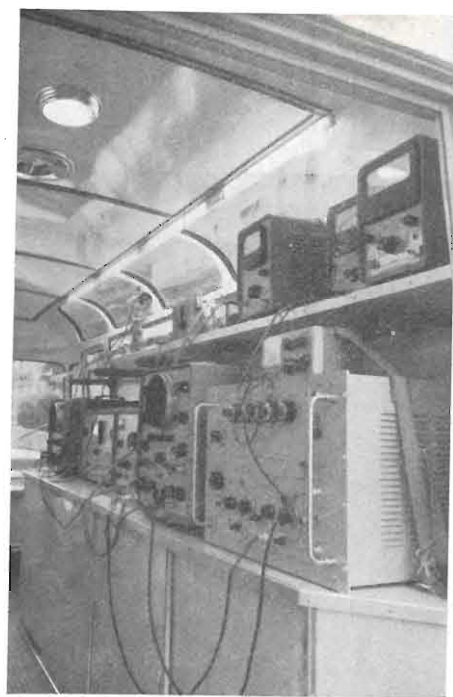



Fig. 4 - Serie di strumenti di misura presentati dai tecnici della -hp-. Come è noto la Ditta di Palo Alto è rappresentata in Italia dalla Ditta ing. M. Vianello, Milano.

Fig. 5 - Il furgone attrezzato è munito di un gruppo elettrogeno, visibile nella fotografia, destinato ad assicurare il funzionamento delle apparecchiature in ogni località.

zioni per basse frequenze dai 0,01 Hz ai 200 Hz in 5 decadi. È possibile sia la forma sinusoidale che la quadra e la triangolare. Quanto a onde quadre però nessuno batte il 211A, forse il professionale degli strumenti —*hp*—. Basta un dato: il tempo di salita dell'onda quadra da 1 Hz a 1 MHz è di 20 millimicrosecondi.
Quanto agli oscilloscopi ricorderemo solo:
— Il 150AR, il grande, e già molto conosciuto, oscilloscopio di uso tipicamente professionale, a cassetti intercambiabili interamente realizzato a circuiti stampati; 10 MHz di asse verticale con partenza dalle continua e, 0,035 μsec di tempo di salita!
Oggi si lavora veramente all'insegna della comodità e della sveltezza. Basta pensare che la presa a pinza è stata recentemente introdotta in questo oscilloscopio con un « cassetto », così che è possibile eseguire con tutta comodità e rapidità, prima assolutamente impossibile, misure oscillografiche di corrente.
Una volta, in pratica, le misure di corrente erano confinate allo stretto indispensabile, ora sono veramente possibili specie se si tiene conto della ridottissima induttanza inserita nel circuito dalla pinza di corrente oltre che del vantaggio di non dover « aprire il circuito » e della rapidità della manovra. D'altra parte queste nuove condizioni di misura sono indispensabili se si pensa alla complessità dei nuovi circuiti elettronici quali ad esempio quelli relativi alla tecnica degli impulsi. In questo campo la —*hp*— ha elaborato una tecnica veramente di avanguardia particolarmente nel campo circuitale.
Ma quello che più ci piace segnalare come doveroso riconoscimento è l'impulso dato alla informazione lata, alla circolazione delle idee, che questa Casa americana ha promosso sia con pubblicazioni della massima serietà sia con note informative, sia addirittura istituendo dei corsi di insegnamento gratuiti presso la sua Sede per l'aggiornamento dei clienti.
Queste cose, a nostro parere, si possono fare unicamente a patto di avere le carte in regola non solo come vastità di impostazione commerciale, ma anche come capacità vera e proprio di largo progressivo « management ». *A*

Circuiti elettronici formato francobollo con un nuovo stampaggio

Mediante la combinazione dei procedimenti fotografici e litografici, un gruppo di scienziati dei Diamond Ordnance Fuze Laboratories ha perfezionato, dopo tre anni di ricerche e di esperienze, un nuovo metodo di stampaggio che consente di ridurre un complesso circuito elettronico al formato di un francobollo.
Il sistema consiste nel riporto su sottili wafer di plastica dei circuiti, stampati in litografia con uno speciale inchiostro elettroconduttore, che elimina completamente i fili e i rivestimenti sinora impiegati.
Un circuito di 1/10 di centimetro cubo stampato con il nuovo procedimento potrà sostituire un normale circuito transistorizzato con un volume oltre 160 volte maggiore.
Secondo gli scienziati che hanno partecipato alla messa a punto del ritrovato, l'impiego dei circuiti stampati con il procedimento foto-litografico permetterà di ridurre una calcolatrice elettronica alla grandezza di una normale macchina contabile da ufficio e gli apparecchi televisivi e i radar a formati tascabili. *(u.s.)*

Registratore di cassa che fa il conto leggendo i bollini dei prezzi

Il vice-presidente della Sylvania Division della General Telephone & Electronics Company, B. K. Vickstrum, ha annunciato l'imminente realizzazione di un registratore elettronico di cassa in grado di preparare automaticamente il conto di ciascun cliente, mediante la « lettura » dei bollini dei prezzi applicati sui prodotti in vendita.
La « lettura » delle cifre fluorescenti riportate sui bollini dei prezzi viene trasmessa ad un apparato calcolatore, mano a mano che i prodotti passano su un convogliatore a nastro disposto a fianco del registratore di cassa.
Il nuovo apparato, denominato « Score », sarà pronto entro l'anno in corso e verrà probabilmente posto in vendita al prezzo di 25.000 dollari (oltre 15 milioni e mezzo di lire). Il suo impiego, a quanto ha affermato Vickstrum, ridurrà di un terzo il tempo occorrente per preparare il conto nei grandi magazzini a prezzo fisso. *(u.s.)*

Fig. 6 - Altra visione degli strumenti montati entro il furgone attrezzato.

Ottenuti nell'URSS i transistori sintetici

L'Euroamerican Radio TV Agency Press apprende da Mosca che uno scienziato sovietico ha realizzato un transistore di plastica che ha lo stesso rendimento di quelli fabbricati con metalli rari e costosi.
La plastica in questione è un sostituto sintetico della lana e precisamente il poliacrilonitrile, che, se sottoposto ad un bombardamento radio attivo, diventa altrettanto conduttore di elettricità come il germanio ed il silicone.
Si assicura in U.R.S.S. che i semi conduttori di plastica suddetti sono più stabili di quelli fatti con il germanio e il silicio; essi possono essere ottenuti mediante la sintesi di gas ed olii naturali e quando saranno prodotti in grande serie la loro fornitura potrà essere praticamente illimitata. *(u.p.)*

Un nuovo tipo di sintonizzatore TV è stato presentato recentemente dalla GRUNDIG. Simile ai gruppi RF anglo-americani noti sotto il caratteristico nome di « fireball tuner », pesa solo 450 gr, compresi i due tubi, ed occupa un volume di 400 cm³.

Un laboratorio di acustica in Gran Bretagna

È stato inaugurato recentemente nelle vicinanze di Londra il laboratorio per ricerche della prima organizzazione indipendente formatasi nelle isole britanniche con lo scopo di studiare tutti gli aspetti dei problemi relativi ai rumori. Si tratta di un laboratorio attrezzato nella maniera più moderna per le analisi e le misurazioni nel campo acustico. In esso verranno effettuati tre tipi principali di lavori: misurazioni delle caratteristiche acustiche delle macchine, dei materiali e dei trasduttori elettroacustici, sviluppi di progetti inerenti a problemi di acustica e ricerche fondamentali nel campo dell'ingegneria acustica e dell'elettro-acustica.

Una delle ricerche iniziali che verranno compiute nel laboratorio riguarderà l'installazione di mezzi efficaci di isolamento acustico sulle strutture leggere, quali le pareti divisorie negli uffici e le paratie che separano l'una dall'altra le cabine a bordo delle navi.

Il laboratorio consiste di quattro camere sperimentali e di un condotto sotto il livello del suolo. Le varie informazioni vengono trasmesse ad una sala di controllo in cui vengono effettuate le registrazioni e le analisi dei dati ottenuti.

Due delle camere sperimentali sono dotate di un isolamento massimo dai rumori estranei. Si tratta di una camera priva di eco e di una camera di riverberazione, nella quale tutte le superfici riflettono i rumori. In modo da raggiungere il grado necessario di isolamento ambo le camere sono state dotate di supporti di caucciù di alta compressione; inoltre, esse sono del tutto indipendenti dalla struttura dell'edificio. Anche i condotti entranti nelle due camere sono isolati, mentre una coperta di cotone silicato si trova sospesa nella cavità separante le due camere dalla struttura principale.

Le pareti, il soffitto e il pavimento della camera senza eco sono ricoperti, con un materiale assorbente; questo materiale è stato fissato secondo un ordine speciale, raggiungendo uno spessore di 76 cm.

Come si è detto, tutte le superfici nella camera di riverberazione riflettono i rumori. La diffusione adeguata del suono viene ottenuta mediante placche a riflessione sospese al soffitto, che è dotato di un pannello di calcestruzzo preparato fuori opera, sollevabile mediante paranco entro la camera sovrastante emettente rumori. Questo pannello può esser mosso lungo un cavalletto, venendo poi abbassato al livello del suolo perchè la sua superficie sia coperta di nuovi materiali richiedenti di esser messi alla prova per le loro qualità inerenti alla trasmissione dei suoni.

Nella camera di riverberazione le pareti non sono parallele l'una all'altra, in modo da evitare certi effetti riscontrabili negli ambienti di forma rettangolare.

Lo stesso sia detto circa la camera superiore emettente i suoni; sebbene essa non si trovi sospesa in modo indipendente, ha delle superfici dotate in sommo grado della facoltà di riflettere i rumori. Tutte le camere sperimentali hanno un'altezza che va da 4,25 m a 5,20 m.

Per l'edificio è stata usata una struttura in ecmento armato, con murature portanti in mattoni circondanti le camere sperimentali. La struttura si erge tra le camere sospese, sorreggendo la tettoia, dalla quale il cavalletto del paranco sporge raggiungendo un telaio in calcestruzzo agente da supporto. Questo telaio, attraversato da un passaggio, consente l'accesso alla camera superiore.

Il condotto sotto il livello del suolo, adiacente all'edificio, ha una lunghezza di 12 m. Esso contiene una struttura a cuneo, senza eco, che può, quando è necessario, esser praticamente eliminata mediante placche a riflessione.

Il nuovo laboratorio è attrezzato in modo da poter misurare i coefficienti di assorbimento dei vari materiali al di sopra di una frequenza udibile che va dai 40 ai 10.000 Hz. Nel caso delle frequenze di 100 o più hertz le prove verranno effettuate nella camera di riverberazione in condizioni analoghe a quelle vigenti nel « National Physical Laboratory », usando campioni posti sul pavimento della camera.

Verrà studiata la trasmissione dei suoni in rapporto al relativo isolamento. Un campione sperimentale potrà esser posto nell'apertura situata tra la camera di riverberazione e quella producente i suoni, cosicchè potranno essere effettuate misurazioni relative alle perdite nelle trasmissioni di rumori giungenti dall'alto su partizioni di vario genere con intervalli di 1/3 di ottava nel campo di frequenza tra i 40 e i 10.000 Hz.

Misurazioni analoghe potranno esser prese per la riduzione dei rumori su soffitti e pavimenti.

Volendo porre a prova le costruzioni di finestre, i campioni verranno posti nell'apertura tra la camera di riverberazione e quella senza eco, dal momento che quest'ultima riproduce le esatte condizioni inerenti all'aria aperta al di fuori delle finestre.

Nel laboratorio verranno compiute misurazioni circa i rumori di macchine e pezzi di vario genere. La camera di riverberazione, quella senza eco e il condotto sotto il livello del suolo serviranno pure ai calcoli relativi ai vari livelli nella potenza dei rumori e così pure all'analisi spettrale dei rumori delle macchine nel campo di frequenza dai 20 ai 20.000 Hz, con intervalli di frequenza da 1/3 ad 1/40 di ottava. Potranno pure essere effettuati calcoli circa la direttività e diagrammi polari.

Il sintonizzatore a disco della GRUNDIG, senza lo schermo. Guardando il lato bobine del disco, le induttanze RF e dell'oscillatore di ciascun canale risultano disposte orizzontalmente sul lato destro. Gli altri componenti sono montati sotto i tubi.

Gli impianti del laboratorio consentiranno misurazioni esatte in tutti i parametri delle vibrazioni meccaniche, delle analisi spettrali dell'accelerazione delle vibrazioni, nonchè la determinazione delle velocità e spostamenti. Verranno studiati ed eventualmente risolti i problemi circa l'isolamento delle vibrazioni.

Un'attività importante del laboratorio sarà quella consistente nel misurare e nel calibrare tutti i tipi di trasduttori elettroacustici particolarmente i microfoni e gli altoparlanti.

(*u.b.*)

Nuovo segnale d'allarme sperimentato sui treni in Giappone

È stato inventato in Giappone un nuovo ingegnoso segnale d'allerme azionato da radio-isotopi. Una piccola scatola di ferro contenente cobalto 60 è applicata all'ultimo vagone del convoglio ferroviario, mentre un apparecchio sensibile alle radiazioni viene collocato tra i binari e collegato ad un dispositivo di allarme.

Allorchè il treno passa in determinati punti del binario, il dispositivo entra in funzione, capta le radiazioni trasmesse dal cobalto ed aziona il meccanismo di allarme.

Nei segnali d'allarme in uso finora, veniva impiegata la corrente elettrica, la quale passava in alcuni tratti delle rotaie in vicinanza dei segnali d'allarme.

Allorchè il treno giungeva in quel punto, si stabiliva il contatto, la corrente affluiva al dispositivo d'allarme e lo azionava. Con tale sistema era però necessario isolare completamente la sezione di binario elettrificata dal resto della rotaia, cosa relativamente facile, in quanto, le sezioni delle rotaie erano abbastanza corte.

La maggiore velocità raggiunta oggi dai treni ha consentito l'adozione di rotaie più lunghe e senza saldature, cosa questa che rende piuttosto complicato il completo isolamento dei tratti elettrificati.

Bisogna inoltre considerare che il sistema di segnalazione era soggetto a guasti e che la pioggia e la neve diminuivano talvolta l'efficacia dell'isolamento.

Di conseguenza, i treni, erano sempre in pericolo, dato che non si poteva mai sapere quando ed in quale modo i dispositivi d'allarme potevano guastarsi.

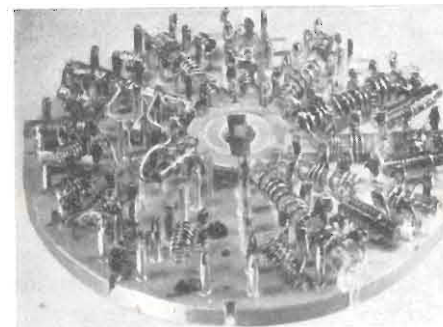
Tale situazione obbligava le compagnie ferroviarie ad installare costosi dispositivi di sicurezza e ad impiegare un numeroso personale specializzato addetto alla manutenzione ed al controllo dei dispositivi stessi.

Il nuovo sistema realizzato dai giapponesi, elimina invece tutti questi incovenienti, in quanto le rotaie non hanno alcuna funzione nel meccanismo di allarme e non occorre quindi ricorrere a dei sistemi di isolamento poco sicuri.

Il cobalto 60 viene impiegato solo nella misura di 1 millecurie; ciò significa che si può stare davanti alla scatoletta che lo sostiene anche otto ore consecutive senza risentirne danno alcuno.

Naturalmente, sono state prese tutte le precauzioni perchè le radiazioni di cobalto non possano inquinare in alcun modo le vetture del convoglio.

Gli esperimenti compiuti hanno posto in rilievo la sicurezza e l'efficacia del nuovo sistema, capace di resistere a vibrazioni e scosse prodotte dai treni lanciati a 150 km orari ed il funzionamento del dispositivo è assicurato anche con la neve, in quanto il segnale risponde in pieno anche sepolto sotto 50 cm di neve.

(*u.p.*)

Visione ravvicinata del disco porta induttanza del nuovo sintonizzatore GRUNDIG. Di esso parleremo dettagliatamente in un prossimo numero della Rivista.

La Fondazione Quintavalle per gli studi di elettronica

Presso il Centro di studio per la fisica delle microonde del Consiglio Nazionale delle ricerche, a Firenze, sarà istituita una Fondazione intitolata al nome del compianto Ing. Umberto Quintavalle che aveva acquisito nel campo dell'elettrotecnica e dell'elettronica particolari benemerenze e che del Centro predetto era stato fondatore ed assiduo animatore ed era membro del Consiglio direttivo, in rappresentanza del Gruppo MAGNETI MARELLI.

La Fondazione Umberto Quintavalle ha lo scopo di contribuire alla formazione del personale scientifico nel campo dell'elettronica, mediante l'assegnazione di borse di studio per l'interno e per l'estero, mediante il conferimento di premi di incoraggiamento e mediante speciali corsi di preparazione; di contribuire con ogni mezzo idoneo alla formazione e dall'addestramento del personale tecnico specializzato nello stesso campo; di istituire e di finanziare, sia presso il Centro di studio per la fisica delle microonde, sia presso altri Istituti specializzati, ricerche scientifiche e studi tecnici nonchè di assumere quelle altre iniziative che siano ritenute opportune per dare incremento alla sperimentazione ed alla documentazione scientifica nel campo dell'elettronica.

(*i.s*).

dott. ing. Giuseppe Checchinato

Il problema della ventilazione negli apparati elettronici*

Il problema della ventilazione e del raffreddamento degli elementi generanti calore deve essere tenuto presente già nella prima fase della progettazione se si desidera arrivare ad una soluzione razionale del problema.

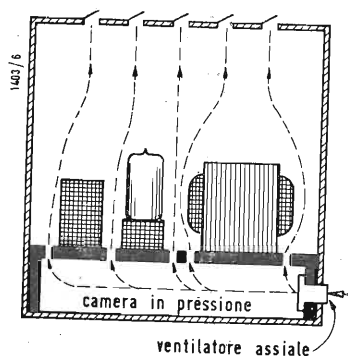



Fig. 1 - Raffreddamento di apparecchiature elettroniche con ventilazione forzata che rinforza la convenzione naturale. Attorno alla parte più calda deve passare più aria, quindi i fori corrispondenti devono essere più grandi.

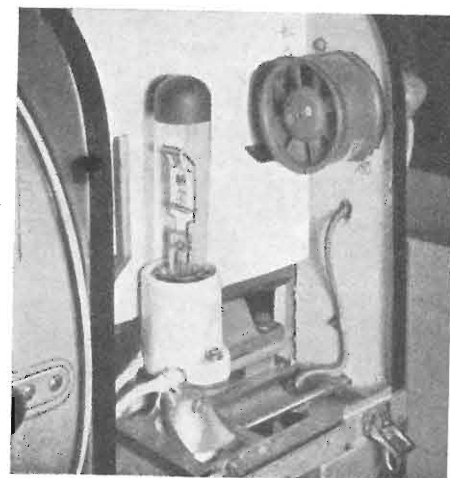



Fig. 2 - Ventilazione di una lampada da proiezione.

NEGLI ULTIMI ANNI si è verificato nell'industria elettronica il progresso più vertiginoso di qualsiasi altro campo dell'industria. Il merito di questo successo va in parte anche alla stretta collaborazione fra il tecnico elettronico e i laboratori dell'industria degli accessori. Purtroppo nel campo del raffreddamento degli elementi generanti calore si è notata con un certo ritardo l'importanza del problema. È per questo che molte volte si sono dovuti modificare completamente dei modelli già finiti, e queste modifiche molto spesso portavano a delle dimensioni troppo elevate per garantire una convenienza economica.

Non si deve perciò dimenticare che il problema del raffreddamento deve essere tenuto presente già nella prima fase della progettazione se si desidera arrivare ad una soluzione razionale del problema. Non si dovrebbe inoltre dimenticare che la tecnica del raffreddamento per ventilazione ha già superato il periodo dell'empirismo pratico ed è ormai basata su dei presupposti scientifici. È quindi ormai possibile definire già all'inizio del progetto il problema della ventilazione in modo da potere affrontare subito le eventuali modifiche per raggiungere la soluzione ottima. Basterà mettersi d'accordo per tempo con il tecnico della ventilazione.

In ogni caso è conveniente raggruppare tutte le parti generanti calore in modo da potere dirigere il flusso dell'aria in una zona concentrata. Si deve fare in modo che il movimento dell'aria generato per convezione naturale venga rinforzato dall'aria soffiata e non contrastato. Si deve inoltre ricordare che non basta far passare attraverso l'apparecchiatura una certa quantità di aria, sia pure abbondantemente dimensionata, perchè molto spesso quella che arriva effettivamente in contatto con le parti calde può non essere sufficiente. Si dovrà quindi fare in modo che le quantità d'aria che arrivano ai singoli punti corrispondano alla quantità di calore da asportare. Questo risultato si può raggiungere nella maggior parte dei casi, generando con un ventilatore assiale una certa pressione nella parte inferiore dello chassis, che provoca una corrente d'aria proporzionata, attraverso dei fori opportunamente dimensionati, attorno a ciascun elemento generante calore (fig. 1).

L'aumento di temperatura che si ha all'interno di una apparecchiatura elettronica si può determinare in modo approssimativo partendo dalla differenza fra la potenza attiva in entrata e quella in uscita secondo la formula seguente:

$$T_2 = T_1 + 0{,}68\,\frac{\Delta W}{K\,S}\,,$$

dove:
T_1 = temperatura esterna in °C.
T_2 = temperatura all'interno dell'apparecchio in °C.
ΔW = potenza trasformata in calore in W.
K = fattore di trasmissione del calore in kcal $m^{-2} \cdot h^{-1} \cdot grad^{-1}$.
S = superficie esterna della custodia in m^2.

La quantità di aria necessaria per limitare l'aumento di temperatura ad un valore prestabilito si ottiene, con il sistema di ventilazione della fig. 1, dalla formula:

$$\Delta W = Q \cdot J \cdot c_p \cdot \varrho \cdot \Delta T\,,$$

dove:
Q = quantità d'aria in $m^3 \cdot sec^{-1}$.
J = equivalente meccanico del calore = $4{,}18 \cdot 10^3$ joule $kcal^{-1}$.
c_p = calore specifico dell'aria.
ϱ = densità dell'aria.
ΔT = aumento ammesso per la temperatura.

In vicinanza del suolo si possono introdurre i seguenti valori:
$\varrho = 1{,}2$ kg m^{-1},
$c_p = 0{,}24$ kcal $\cdot$ $kg^{-1} \cdot grad^{-1}$.

(*) I ventilatori assiali dei quali si parla in questo articolo sono costruiti da numerose Ditte Europee, tra cui citiamo la AIR-EQUIPEMENT (licenza PLANNAIR), la APPARATEBAU GAUTING GMBH. Rielaborato da *Elektronik*, dicembre 1959, pag. 370.

Fig. 3 - Raffreddamento del magnetron di un radar marino. Il ventilatore si trova in alto a destra (nel cerchio).

Si ha allora:
$J \cdot c_p = 4{,}18 \cdot 10^3 \cdot 0{,}24 = 10^3\,,$
$\Delta W = Q \cdot 1{,}2 \cdot \Delta T \cdot 10^3\,.$

Ed infine esprimendo Q in litri al minuto si ha:

$$Q = 50\,\frac{W}{\Delta T}\,.$$

Questa portata di aria si riferisce alla densità normale dell'aria al livello del mare. Quindi per gli apparecchi che vengono installati su aerei la determinazione volumetrica della quantità d'aria vale solo per una determinata altitudine. Se per il comando del ventilatore si impiega un motore in corrente continua si ha una parziale compensazione perchè a causa della diminuzione della pressione dell'aria, che si ha all'aumentare dell'altitudine, diminuisce il carico del motore e aumenta il numero dei giri.

Però negli aerei attuali sta diventando d'uso sempre più universale l'alimentazione con corrente alternata a 400 Hz, in modo che il ventilatore viene comandato ad un numero di giri costante e quindi all'aumento dell'altitudine corrispondente una diminuzione della portata dell'aria e della pressione generata. Quando si arriva alla stratosfera le condizioni si fanno ancora più gravi; per esempio a 20.000 m di altezza la perdita di pressione, calcolata tenendo conto della sola diminuzione di densità, arriva al 40-60%. Ciò può essere spiegato osservando la diminuzione del numero di Reynolds che è dato dalla formula:

$$R_e = \frac{w \cdot l \cdot \varrho}{\eta}\,.$$

La diminuzione di ϱ viene all'inizio compensata da una contemporanea variazione di η dipendente dalla temperatura in modo che la viscosità cinematica $\nu = \frac{\eta}{\varrho}$ varia solo di poco. Però al di sopra di 11.000 m la temperatura è costantemente sui — 56,5 °C, in modo che η resta praticamente costante e ϱ diminuisce continuamente.

Perciò nella stratosfera diminuisce continuamente anche il numero di Reynolds e si abbassa conseguentemente la pressione generata.

Supponiamo per esempio che per raffreddare un apparecchio sia stata calcolata una certa portata d'aria, per ottenere la quale sia necessario creare una pressione di 10 mm di colonna d'acqua.

Con un semplice calcolo si trova che ad una certa altezza questa pressione si riduce per esempio ad 1 mm di colonna d'acqua. Se ora in base a questi risultati si sceglie un ventilatore che soddisfi la prima condizione ci si accorgerà che ad una certa altezza esso non riuscirà più a creare la pressione necessaria per far passare l'aria attraverso l'apparecchiatura, la pressione generata potrà arrivare per esempio a 0,5 mm di colonna d'acqua, il che rende praticamente inefficente il ventilatore. Si deve quindi scegliere un ventilatore che dia un adattamento corretto per lo meno per la normale altezza di volo.

Per quanto riguarda la scelta della forma della girante si può dire che il ventilatore assiale offre degli indubbi vantaggi (fig. 6). Poichè il flusso dell'aria è rettilineo dall'entrata fino all'uscita, si avranno a parità di potenza delle minori dimensioni e quindi anche dei minori pesi. Un'altro vantaggio del ventilatore assiale è il fatto che la corrente d'aria avvolge il motore e lo raffredda

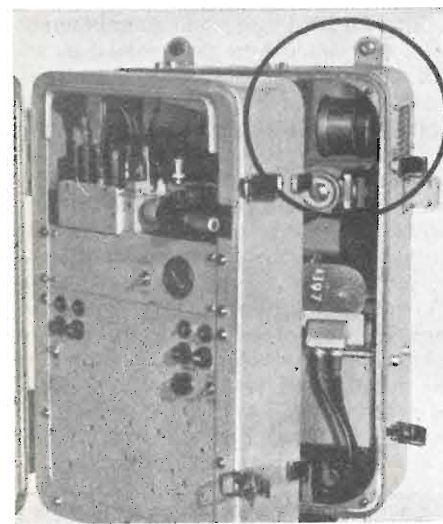
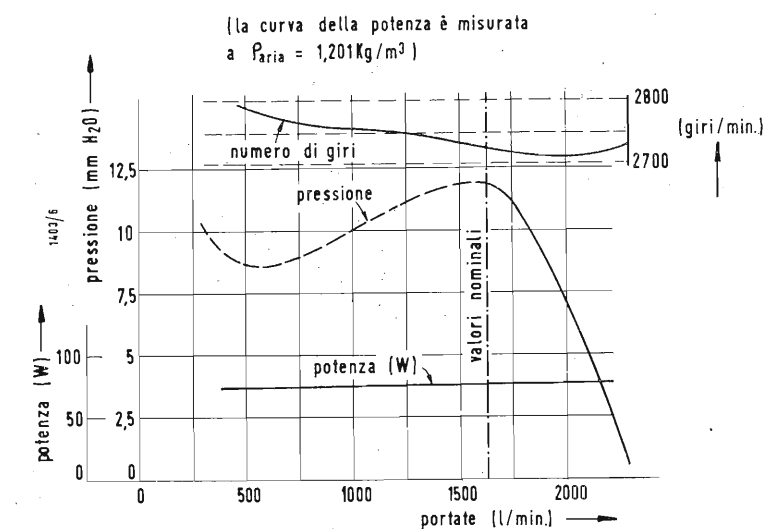



Fig. 4 - Curve caratteristiche del ventilatore assiale tipo AV313/220 della Ditta APPARATEBAU GAUTING GMBH. Monaco di Baviera.

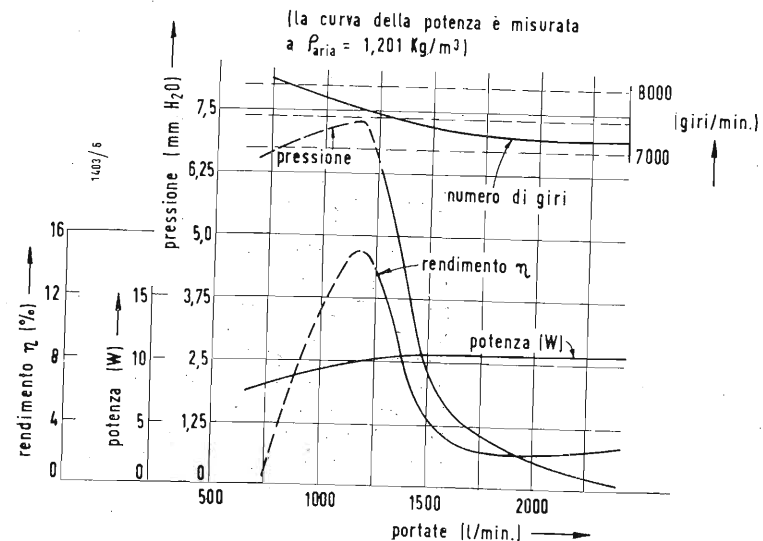



Fig. 5 - Curve caratteristiche del ventilatore assiale tipo AV315/28 della stessa Ditta.

molto efficacemente, il che non avviene con i ventilatori radiali. Ed infine i ventilatori assiali hanno potuto applicare tutti i perfezionamenti studiati in modo molto approfondito per la tecnica delle turbine a gas e dei tubo-compressori. Con ciò si è ottenuto un ulteriore forte aumento del rendimento con conseguente risparmio di potenza, dimensioni e peso, in modo che oggi è possibile costruire dei ventilatori assiali con dimensioni di 50 × 85 mm che hanno una potenzialità di 10,5 l/sec con una pressione di 8 mm oppure di 8,5 l/sec con una pressione di 45 mm. Si possono ormai soddisfare anche le più critiche esigenze delle moderne apparecchiature elettroniche con dei ventilatori il cui diametro non supera i 20 cm. I primi ventilatori assiali ad alta potenzialità furono studiati dapprima per alcune applicazioni dell'industria aeronautica, nelle quali si richiedeva oltre che l'elevata potenza anche una grande economica e la massima sicurezza in servizio continuo ed in qualsiasi condizione climatica. Le condizioni poste a queste prime apparecchiature furono naturalmente mantenute anche per la produzione destinata ad altri campi e ciò è garanzia di qualità insuperabile. Ne consegue naturalmente che questi ventilatori sarebbero troppo costosi per le applicazioni agli elettrodomestici.

Le figg. da 2 a 4 mostrano alcuni esempi tipici di applicazione dei ventilatori assiali ad alta potenzialità nell'industria elettronica. Essi non esauriscono affatto tutte le possibilità di impiego, possono però dare delle utili indicazioni per la soluzione di problemi simili. I ventilatori assiali impiegati assieme ad elementi riscaldanti possono servire per ottenere un getto d'aria calda (per esempio per prevenire la formazione di ghiaccio sulle antenne all'aperto. Le figure 5 e 6 mostrano infine un gruppo di curve caratteristiche che possono essere molto utili per la scelta del modello adatto ai vari casi e per il suo impiego razionale. *A.*

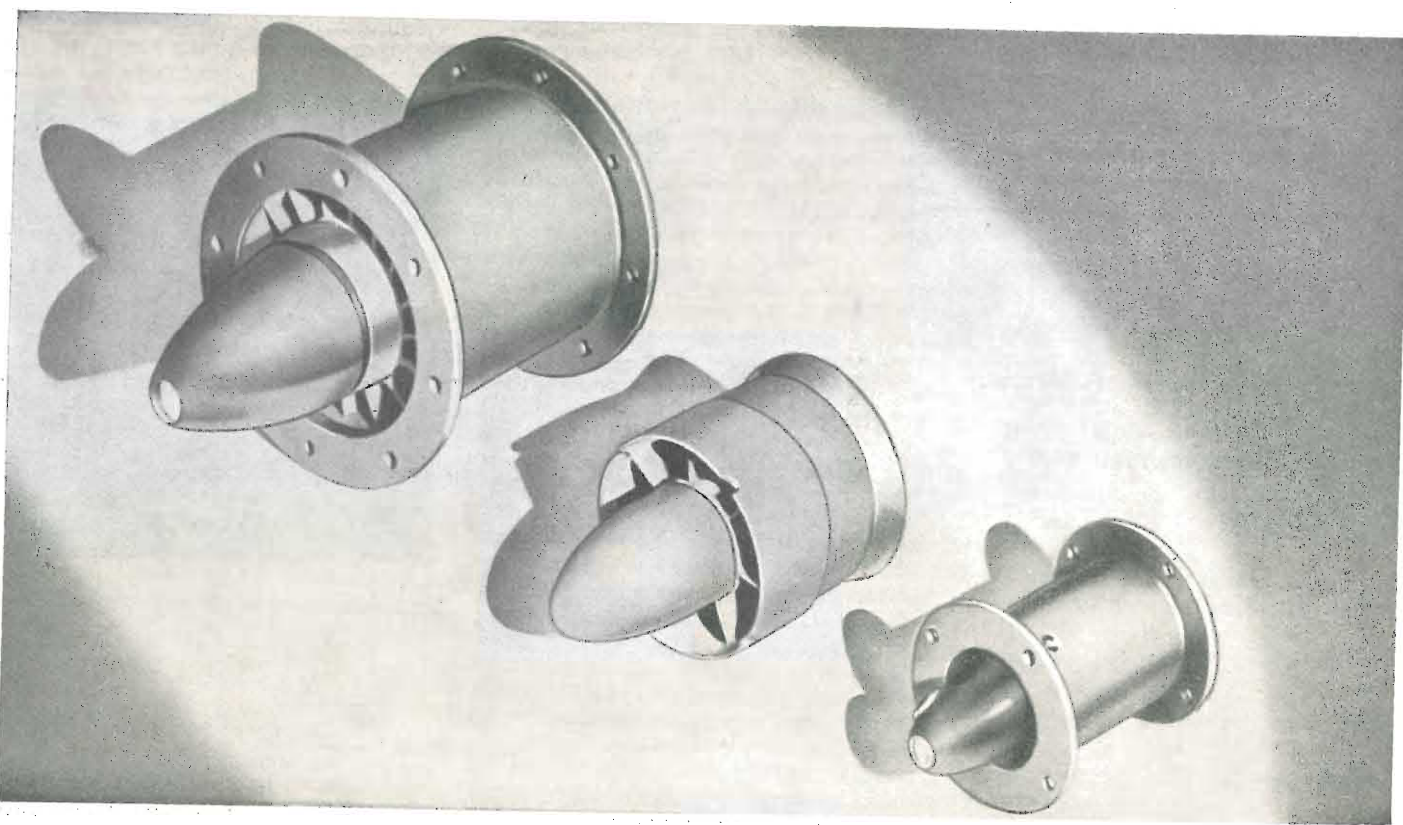



Fig. 6 - Ventilatori assiali costruiti dalla Ditta Apparatebau Gauting Gmbh

La cicogna

Il giorno 18 gennaio 1960 la famiglia del nostro collaboratore Gino Nicolao è stata rallegrata dalla nascita di Umberto. Il 25 dello stesso mese il piccolo Giampaolo ha allietato la famiglia di un altro nostro apprezzato collaboratore: l'ing. Pierantonio Cremaschi. Alle due famiglie felici, gli auguri più fervidi dello « staff » de « l'antenna ».

Afganistan

Dal 13 Dicembre, Radio Kabul impiega la frequenza di 9580 per le trasmissioni dirette all'Europa dalle ore 19.30-20.30 (Francese 19.30 seguite da Inglese alle ore 20.00). L'Inglese per il medio oriente è trasmesso su 11730 alle 16.00-16.30 con notizie alle ore 16.05.

Albania

La nuova e completa scheda dei programmi di Radio Albania e la seguente: 06.00-08.00, 12.00-16.00, 17.00-23.00 (Domenica 06.00-11.00, 12.00-23.00) su 1085, 1358 kHz. Servizio per l'estero: 05.00-06.00 in arabo su 1085, 7157 kHz; 08.00-08.30 in greco (nei giorni feriali) e 17.00-17.30 in serbo croato su 1085 kHz, 19.00-20.00 su 7850 kHz (19.00 in Albanese, 19.30 in Serbo Croato). 20.00-23.00 su 7157, 7850 kHz (20.00 in Arabo, 21.00 in Greco, 21.30 in Italiano, 22.00 in Francese, 22.30 in Inglese). 23.00-00.00 su 7157 kHz (23.00 in Serbo Croato, 23.30 in Greco). 23.00-00.00 in Arabo e 24.00-00.30 in Italiano solo su 1085 kHz.

Alto Volta

La stazione radio dell'Alto Volta (Ouagadougou) trasmette ora regolarmente: 20.00 (Sabato 19.00)-21.30 su 1439, 4915 (250 W).

Arabia Saudita

L'« Arabian Broadcasting Station » opera dalle ore 04.30-05.45, 12.00-14.20 su 11850 e 11810 kHz; 18.00-20.10 su 6100 kHz.

Cekoslovacchia

La stazione emittente di frequenze standard OMA di Praga è in aria per tutte le 24 ore su 2500 kHz. Ogni quarto d'ora essa dà il nominativo di OMA per 10 volte in alfabeto Morse.

Estonia

Da una lettera indirizzataci dalla Radio di Tallin — Post Box 402 — Tallin (Estonia) sappiamo che viene irradiato un programma in lingua svedese alla Domenica-Mercoledì-Venerdì alle 22.30-23.00 su 1034 kHz ed a onde corte su 6085 kHz. Verifica mediante cartolina QSL codice S.I.N.P.O.

Francia

La stazione di Europa I ha cambiato la propria frequenza da 182 a 180 kHz allo scopo di non avere interferenze con la stazione tedesca di Deutschlandsender (Repubblica Democratica Tedesca) che emette i propri programmi su 185 kHz.

Germania

« Radio Berlino Internazionale » ha installata una nuova stazione a Nauen destinata ad operare su 11765 kHz. La nuova scheda dei programmi destinati al Medio Oriente: in tedesco 07.00-08.00, 14.00-17.00, 21.00-24.00 su 11765 (alle ore 14.00-17.00 anche su 9730 kHz); in arabo 05.00-06.00, 12.00-14.00, 18.00-20.00 su 9730, 11765; in inglese 17.40-18.00 su 11765 kHz; in Persiano 17.00-17.30 su 9730 kHz.

Giappone

La scheda dei programmi di Radio Giappone revisionata per i mesi di Gennaio-Marzo 1960 sono: 16.00-17.30 (S. Asia) su 9525, 11965 17.45-19.45 (Medio Oriente), su 9675, 11705, 15325 kHz, 20.00-22.00 (Europa) su 9675, 11705, 15325 kHz, 01.30-02.30 (Nord-America), e 04.00-05.00 (America del Sud) su 15325, 17855; 06.00-08.00 (Nord America e Hawaji) su 9525, 11705, 15235 kHz,. 08.30-09.30 (Europa) su 17855, 21620, 10.00-11.00 (America Latina) su 9525, 11705, 10.30, 11.30 (Australia)-(Nuova Zelanda) su 11940, 15325 kHz, 11.45-13.45 (Continente Asiatico) su 9525, 11705, 12.30-14.00 (Filippine) (Indonesia) su 15325, 17855, 14.00-17.00 (Sud-Est Asia) su 9675 11705 kHz. Servizio Generale per l'Asia: 02.00-02.30, 04.00-05.00, 06.30-07.30, 11.00-11.30 su 15135, 13.00-15.30 su 11940 kHz. Fino alla fine del mese di Febbraio il servizio interno viene irradiato anche su onde corte in relais con i trasmettitori ad onda media ed a MF. Gli orari sono i seguenti: 1° programma: 21.00-23.15 su 7257 (JKH); 23.25-10.00 su 9655 (JKH2). 2° programma: 21.30-10.00 su 7285 (KJI).

Gran Bretagna

La B.B.C. di Londra ci informa che ha in aria uno speciale programma diretto all'Antartico ogni Martedì alle ore 23.00-23.30 sulle frequenze di 7210 e 9710 kHz.

Honduras

R. Juventud ci informa di operare su 4995 kHz (HRQW-0,5 kW) dalle ore 14.00 alle ore 06.00. L'emittente è in relais alla stazione operante su 1420. Indirizzo: Andres Griffin H. Barrio El Centro, Tela.

Olanda

Non dalle schede programmi ma da un annuncio di Radio Happy Station di Radio Nederland sembra che la frequenza di 9754 kHz sia stata abbandonata per un altra del campo di 19 metri (possibile 15220 kHz ± ± 4 kHz). Questa frequenza è stata impiegata durante il programma della Domenica sulla gamma di 19 metri dalle 11.30-13.00.

Stati Uniti di America

La stazione radio della V.O.A. (Amateur Radio Programme) emette per 15 minuti un programma diretto a tutti i radio amatori mondiali. Il programma è in aria ogni Domenica e Lunedì alle ore 07.15, 08.15, 18.15, 02.15, 03.15. Le frequenze sono quelle della V.O.A. ed i suoi posti relais di Monaco di Baviera, Tangeri, Salonicco, Courier (Rodi.)

U.R.S.S.

Notizie varie: Raccolta di due mesi di notizie provenienti dal radio ascolto di stazioni sovietiche. Radio Alma Atà trasmette un programma in lingua tedesca dalle ore 13.25-13.35 su 9250, 9380, 10530 kHz. Radio Petrozadovsk impiega la frequenza di 5065 kHz dalle ore 04.00-23.05 con alcune pause attorno alle ore 10.00 e 14.00. Su 6055 kHz apertura alle ore 14.00. Notizie in Finnico alle ore 15.45, 16.45, 17.45. Radio Tbilissi su 5040 kHz è in aria dalle ore 14.00-22.04. Radio Kiew trasmette in Ucraino per Stati Uniti e Canadà dalle 02.30-04.00 su 9593, 11740, 11890 kHz. Radio Vilna (Vilnius) irradia in Lituano per il Nord America alle ore 23.30-24.00 su 9500 e 15150 kHz. Radio Stalinabad è udibile attorno alle ore 13.00 con fine alle ore 22.04. Ha un programma locale fino alle ore 17.00. Dalle ore 17.00 è in relais con Mosca. Radio Magadan su 4995 kHz ha una emissione di carattere regionale fino alle ore 15.00 dopo è in relais con Mosca. Radio Tbilissi irradia il proprio programma fino alle ore 17.00 dopo entra in realis con Mosca. Radio Petropavlovsk è stata osservata su 4040, 5050 kHz attorno alle ore 14.00. Radio Novosibirsk (Novosibirsk Oblast Radio Centre), Uliza Ordshonikidze 81 — Novosibirsk — opera su 272 (RW76), 4430 (RW281) con programmi regionali. La stazione è in aria dalle ore 24.00 alle ore 19.00.

(Micron)

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori TV Allocchio Bacchini 17M22/17C23 - 17M24/17C25 21M64/21C65

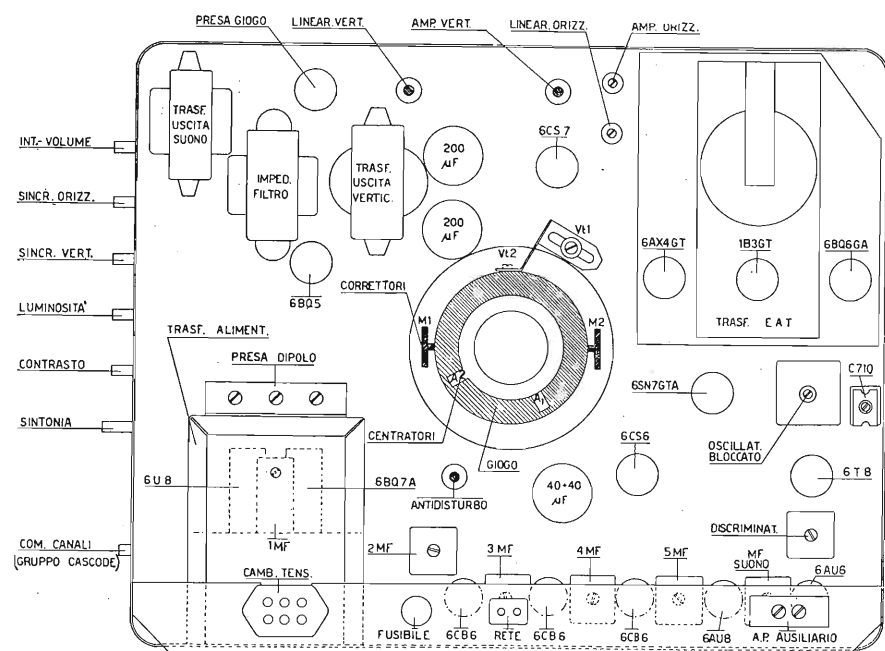



Fig. 1 - Vista posteriore del telaio: disposizione dei tubi elettronici e dei comandi.

1. - DATI ELETTRICI

Lo schema di questi televisori è riportato nella rubrica « Archivio schemi ». *Canali a radio frequenza*: gli otto canali dello standard italiano. *Circuito*: Intercarrier (cascode). *Alimentazione*: universale 110, 125, 140, 160, 180, 220 V a 50 Hz. *Potenza assorbita*: 160 VA circa. *Media frequenza video*: da 40,25MHz a 45,75 MHz. *Media frequenza suono*: 5,5 MHz. *Altoparlante*: per tipi da 17'' 1 magnetodinamico ellittico 130 × 180 mm, per 21'' 1 magnetodinamico da 125 mm ed 1 magnetodinamico ellittico da 100 × 155 mm: presa per altoparlante ausiliario. *Potenza suono*: 2,5 W. *Sensibilità media*: 30 μV. *Banda risposta video*: 5 MHz. *Tubi usati*: V_1 = 6BQ7A amplificatore RF cascode; V_2 = 6U8 convertitore; V_3 = 6CB6 1° ampl. MF; V_4 = 6CB6 2° ampl. MF; V_5 = 6CB6 3° ampl. MF; V_6 = 6AU8 ampl. finale e ampl. sincron.; V_7 = 6AU7 ampl. MF audio; V_8 = 6T8 discriminatore audio, ampl. BF; V_9 = 6BQ5 ampl. finale audio; V_{10} = 6CS6 separatore sincronismi e antidisturbo; V_{11} = 6CS7 oscill. e uscita verticale; V_{12} = 6SN7GTA oscill. orizzontale e comparatore di fase; V_{13} = 6BQ6GA (o 6CU6) ampl. finale orizzontale; V_{14} = 6AX5GT diodo smorzatore (damper); V_{15} = 1B3GT rettificatore EAT; V_{16} = 17ATP4 o AW43/80 per 21'' = 21ALP4/A; 0A70 (o GD5) diodo rivelatore video; E250C300 = raddrizzatore di alimentazione. *Frequenze di accordo dei singoli trasformatori*: L_{122} = 45,5 MHz (MF cascode); T_{201} = 42 MHz elevatore di impedenza;

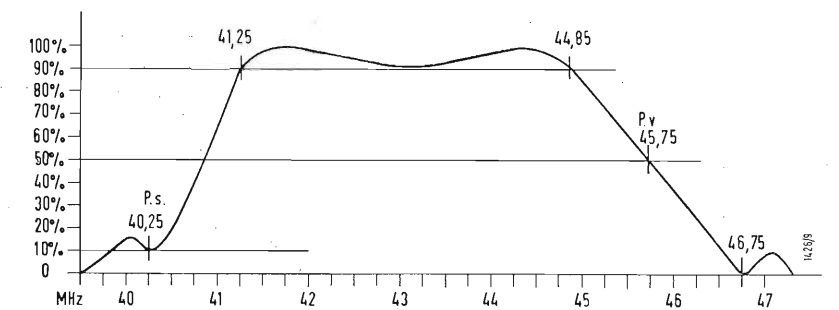



Fig. 2 - Sistema di accoppiamento per l'allineamento dei circuiti MF video.

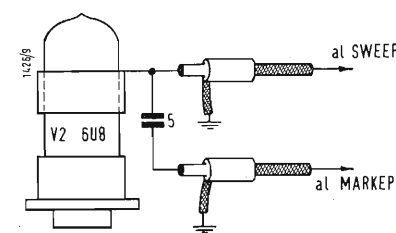



Fig. 3 - Schema di accoppiamento per l'esame oscillografico.

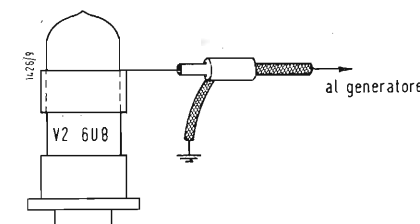



Fig. 4 - Banda passante complessiva dei circuiti dell'amplificatore di MF.

T_{202} = 43,75 MHz intervalvolare; T_{203} = 44,5 MHz intervalvolare; T_{204} = 45,25 MHz rivelatore. *Trappola suono* (su T_{201}) = 40,25 MHz, *Trappola video* (su T_{203} = 46,5 MHz.

2. - CONTROLLI E MESSA A PUNTO

2.1. - Regolazione della trappola jonica

La trappola ionica è costituita da un magnetino fissato sul collo del cinescopio. La sua perfetta regolazione è indispensabile oltre che per ottenere una buona immagine, per evitare il deterioramento dello schermo fluorescente del tubo. Per la sua messa a punto si procederà come segue: 1°) Porre il comando « luminosità » al minimo ed accendere l'apparecchio. Dopo qualche minuto ruotare il comando « luminosità » fino ad ottenere una immagine appena visibile. 2°) Operare piccoli spostamenti assiali ed in senso rotatorio della trappola fino ad ottenere il massimo della luminosità: ripetere più volte l'operazione fino ad ottenere contemporaneamente anche il miglior fuoco. 3°) Nel caso compaiano sullo schermo delle ombre su uno o più angoli, procedere ad una centratura, almeno approssimata del giogo stesso, come indicato più oltre.

2.2. - Centratura quadro

I dispositivi di centratura sono costituiti da due anelli A_1 e A_2 (fig. 1). Ruotando la loro posizione si ottiene una variazione della direzione del campo magnetico ed un conseguente spostamento del quadro del monoscopio. Per non ripetere molte operazioni è consigliabile eseguire la centratura del quadro dopo la messa a punto dei comandi di ampiezza e di linearità.

La coppia di magnetini M_1 e M_2 permette di correggere la linearità delle linee verticali sui bordi laterali del monoscopio. La regolazione si effettua avvicinando od allontanando i due magnetini al collo del tubo. Generalmente tale correzione non deve essere eseguita essendo effettuata in fabbrica.

2.3. - Giogo di deflessione

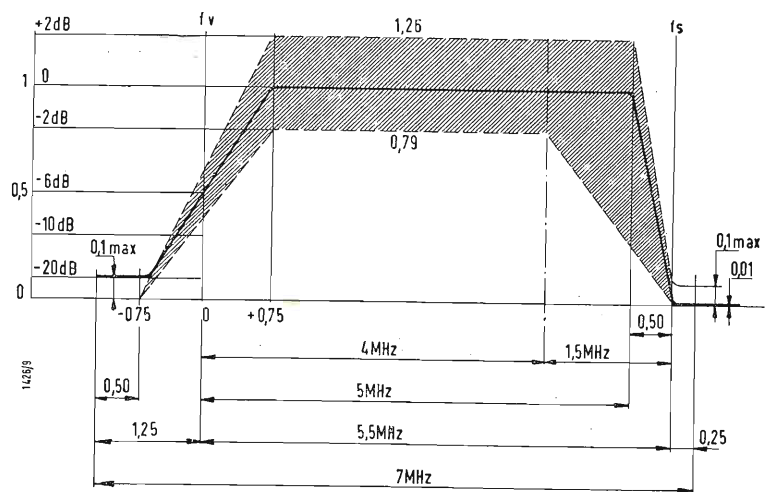
Se i lati dell'immagine non sono paralleli al riquadro dello schermo e l'immagine perciò è inclinata, è necessario ruotare il giogo. A tale scopo occorre allentare la vite Vt_1 (fig. 1) fissata posteriormente al telaio e ruotare il giogo fino ad ottenere un immagine perpendicolare. Se il giogo non risultasse ben aderente alla svasatura della campana del tubo, prima di avvitare Vt_1 occorre allentare Vt_2 in modo che le molle spingano il giogo nella posizione esatta, quindi avvitare Vt_2 e Vt_1.

2.4. - Taratura sincronismo orizzontale

Nel caso che con il comando esterno non sia possibile ottenere la sincronizzazione orizzontale generalmente è sufficiente regolare la vite dell'oscillatore bloccato per raggiungere lo scopo. In caso contrario si procederà come segue: 1°) Cortocircuitare il volano stabilizzatore (terminali 3 e 4). 2°) Dopo aver portato a centrocorsa il potenziometro del sincronismo orizzontale, regolare il nucleo superiore dell'induttore dell'oscillatore (frequenza di riga) sino ad ottenere la sincronizzazione (osc. bloccato, fig. 1). Togliere il corto circuito ed assicurarsi che il sincronismo sia stabile. Se si dispone di oscilloscopio, dopo aver eseguito le operazioni suddette, lo si collegherà, attraverso un condensatore da 5 pF, all'estremo del circuito volano corrispondente al centro dell'oscillatore bloccato. Girando la vite dell'induttore si dovrà ottenere una figura simile a quella del diagramma di figura 9.

2.5. - Taratura ed allineamento

Dette operazioni debbono essere eseguite soltanto se si è ben sicuri che la causa che si desidera eliminare è da attribuire a staratura dei circuiti. Ciò può essere possibile in conseguenza della sostituzione di qualche tubo, *e solo la diminuzione della definizione può giustificare la ritaratura dei circuiti.*

Fig. 5 - Curva di risposta totale TV ideale. Sono indicate le larghezze di banda e le alternazioni prescritte.

2.6. - Allineamento circuiti MF video

Togliere V_1 (6BQ7A), applicare una polarizzazione negativa di griglia collegando una pila da 3 V ai capi del condensatore di filtraggio CAS C_{601} (lato positivo verso massa). Strumenti da usare: Generatore per frequenze 28-48 MHz portando il segnale sulla V_2 (6U8) per mezzo di un accoppiamento come da fig. 2. Voltmetro a valvola: collegato ai capi della resistenza del rivelatore (R_{303}) tramite una resistenza da 20 kΩ in serie ed un condensatore da 1000 pF verso massa. Regolazioni come da tabella:

Tabella del procedimento di taratura e allineamento dei circuiti MF video

Vite da regolare	Generatore dei segnali portante non modulata	Voltmetro a valvola [volt]
T_{204}	45,25 MHz rivelatore	1
T_{203}	44,5 MHz intervalvolare	1
T_{202}	43,75 MHz intervalvolare	1
T_{201}	42 MHz elevatore impedenza	1
L_{122}	45,5 MHz MF gruppo cascode	1
	40,25 MHz trappola suono (su T_{201})	per il minimo uscita
	46,5 MHz trappola video (su T_{203})	per il minimo uscita

2.7. - Controllo oscillografico

Sweep predisposto sulla gamma 38-48 MHz con frequenza centrale di 43 MHz ed ampiezza di spazzolamento di 10-12 MHz, accoppiato alla convertitrice V_2 (6U8) come da fig. 3. Marker predisposto sulla gamma 38-48 MHz accoppiato allo sweep tramite una capacità di 5-6 pF, collegato allo schermo come da figura 3. Oscilloscopio collegato ai capi della resistenza di carico del rivelatore tramite una resistenza in serie di 10 kΩ ed un condensatore da 1000 pF. Controllare la curva che deve risultare come da fig. 4. Fare attenzione che il segnale di uscita dello sweep non sia così intenso da saturare l'amplificatore FI ed in modo che variando, entro certi limiti l'uscita, ad esempio nel rapporto 1 : 2 o viceversa, si riscontri sulla figura dell'oscilloscopio una variazione di ampiezza proporzionale. Il selettore di canale deve essere predisposto per tentativi su di un canale esente da fenomeni di interferenza.

2.8. - Risposta totale e oscillatore RF

Questo collaudo riguarda le catene AF e MF e deve essere effettuato con l'oscillatore locale in funzione. Strumenti da usare: Oscillatore a spazzolamento (sweep) collegato al dipolo. Marker: non collegato dato che il segnale entra per irradiazione. Oscilloscopio collegato ai capi di R_{303} come già indicato. La forma corretta della curva è rappresentata dalla curva di risposta globale TV (fig. 5). La taratura oscillatore RF, consiste nel regolare il nucleo delle bobine 113-120 in modo che, con condensatore variabile di sintonia a metà corsa, le portanti video ed audio vengano a trovarsi, relativamente alla curva totale di risposta, nella posizione indicata in fig. 5. Per la taratura dei vari canali si useranno le frequenze video ed audio in uso nella TV italiana.

Fig. 6 - Collegamento dell'oscilloscopio tra catodo e massa per la taratura della trappola suono 5,5 MHz.

Fig. 7 - Curva di risposta della MF audio.

2.9. - Taratura trappola suono 5,5 MHz

Il marker dovrà fornire un segnale modulato di 5,5 MHz da applicare ai capi di R_{303}: l'oscilloscopio dovrà essere collegato tra il catodo del cinescopio e la massa come da fig. 6. Regolando il nucleo della trappola T_{301} si otterrà la taratura del punto di minima intensità della frequenza in esame sullo schermo dell'oscilloscopio.

2.10. - Allineamento MF audio

Sweep con gamma di spazzolamento di 1 MHz. Marker che dovrà fornire un segnale di 5,5 MHz. Oscilloscopio.
Staccare l'elettrolitico C_{411} e collegare l'oscilloscopio fra R_{407} e la massa. Collegare lo sweep tra l'entrata di V_7 e la massa ed accoppiare ad esso il marker su frequenza 5,5 MHz, tramite una capacità da 100/200 pF. Ritoccare il nucleo del primario del discriminatore T_{401}, del secondario della MF suono T_{301} finchè si ottiene una curva simile alla fig. 7. La traccia del marker dovrà essere a metà esatta della curva. Infine ricollegare C_{411}.

2.11. - Taratura discriminatore

Sweep e marker collegati come precedentemente indicato. Oscilloscopio ai capi di C_{408}. Regolare il nucleo del secondario del discriminatore T_{401} fino ad ottenere la curva di fig. 8. La traccia del marker (5,5 MHz) dovrà trovarsi nel punto d'intersezione della curva dell'asse delle ascisse. La curva deve essere geometricamente simmetrica. Mantenere il segnale basso per evitare saturazioni e conseguenti distorsioni di forma.

3. - RICERCA DEI GUASTI

(Utile per qualsiasi televisore anche di altra marca).

3.1. - Difetti eliminabili agendo sui comandi del televisore

Immagine sfuocata: Regolare la trappola ionica. Verificare il valore della tensione di rete. La tolleranza ammessa non deve superare il ± 5%.

Dimensioni del quadro eccessive od insufficienti: Tensioni di rete inesatta. Mancanza di ampiezza verticale od orizzontale, causa valvole esaurite. Agire sui comandi posteriori (fig. 1).

Immagine del monoscopio deformata (ovale schiacciato lateralmente). Dimensioni normali. Mancanza di linearità orizzontale. Agire sul relativo comando posteriore.

Immagine del monoscopio deformata (ovale schiacciato in alto o in basso). Mancanza di linearità verticale. Agire sul comando posteriore.

Quadro spostato: Regolare la posizione degli anelli centratori.
Immagine inclinata: Regolare il giogo di deflessione.

Barre verticali brillanti sulla immagine: Regolare il compensatore di regolazione orizzontale C710 e conseguentemente l'oscillatore bloccato.

3.2. - Difetti eliminabili agendo sul circuito elettrico

Mancanza di quadro e di suono. I filamenti delle valvole sono accesi. Il difetto è localizzabile nel circuito di alimentazione anodica. Verificare l'efficienza del fusibile F_1 da 1,5 A e del resistore R_1 da 10 Ω. Verificare il raddrizzatore Rd_1-Rd_2 staccando i collegamenti e misurandone le resistenze (diretta ed inversa) Controllare i tre elettrolitici C_1, C_2, C_3 staccando il lato positivo e misurando i rispettivi isolamenti. Verificare la continuità dell'impedenza T_2. *Se anche i filamenti sono spenti*, controllare prima il cambio-tensioni e poi il primario del trasformatore di alimentazione T_1.

Nessuna immagine, nessun suono. Quadro normale. Il difetto interessa i gruppi RF, MF e video frequenza. Controllare le valvole da V_1 a V_6 e relativi circuiti. Controllare il commutatore d'onda (cascode). Controllare il rivelatore a cristallo nell'interno dello schermo della 5° MF.

Assenza di suono, immagine normale: Controllare il gruppo circuito audio, relativo a V_7, V_8, V_9. Le bobine del suono T_{301}, T_{401} ed il potenziometro del volume R_{408}. Il trasformatore di uscita T_{402} ed infine l'altoparlante.

Assenza di quadro. Suono regolare. Mancanza di EAT al cinescopio. Controllare V_{12}, V_{13}, V_{14} e V_{15}. Circuito di luminosità interrotto. Mancanza di tensione al piedino 6 del cinescopio. Cinescopio esaurito o filamento bruciato trasformatore EAT interrotto. Bobina linearità orizzontale L_{701} interrotta. Bobine di giogo di deflessione interrotte. Oscillatore bloccato starato o interrotto.

Presenza di una linea bianca orizzontale sullo schermo: Mancanza di deflessione verticale. Controllare circuito oscillatore e uscita verticale specialmente V_{11}. Bobina di deflessione verticale interrotta. Trasformatore di uscita T_{501} difettoso. Condensatore C_{605} o C_{615} in corto circuito.

Forma trapezoidale (immagine stretta a sinistra o a destra): Bobine di deflessione verticale con spire in corto cir-

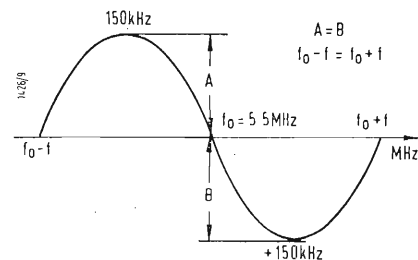



Fig. 8 - Curva di risposta del discriminatore

cuito. Sostituire il giogo. Controllare R_{719} e R_{720}.

Forma trapezoidale (Immagine stretta in alto od in basso): controllare se i condensatori C_{717} o C_{714} o le spire nella bobina di deflessione orizzontale sono in corto circuito. Controllare R_{717}.

Sincronismo orizzontale non ottenibile. Quadro spostato in senso orizzontale con apparizione di una striscia nera laterale verticale: controllare R_{705}. Controllare V_{12}.

Scorrimento verticale: Mancanza o scarso sincronismo verticale. Se la regolazione del comando normale laterale non basta ad eliminare il difetto, occorre controllare la forma d'onda d'ingresso di V_{11} (piedino 7). Controllare il gruppo d'ingresso RC del multivibratore. Controllare se risultano difettosi o di valore alterato gli elementi che ne determinano la frequenza R_{605}, R_{606}, C_{606}.

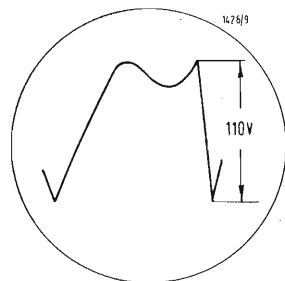
Il contrasto non funziona. I segnali forti appaiano distorti: Potenziometro R_{507} difettoso. Qualche resistore annesso al potenziometro è interrotto. Mancanza di tensione di polarizzazione alle griglie di tensione di polarizzazione alle griglie dei tubi amplificatore AF e MF. Corto circuito verso massa.

Ombre agli angoli dello schermo: cattiva regolazione della trappola ionica. Giogo di deflessione non spinto contro la campana del cinescopio. Cinescopio difettoso.

Mancanza di dettaglio (*fuoco soddisfacente*): cattivo allineamente dell'amplificatore RF e della MF video. Impedenza di entrata d'antenna non corrispondente all'impedenza d'entrata del circuito d'aereo. Bobine di compensazione video L_{301}-L_{304} interrotto od in corto circuito.

Piccole dimensioni dell'immagine, scarsa brillantezza, suono normale (*tensione anodica bassa*). Insufficiente tensione di rete. Condensatore elettrolitico C_1 interrotto o con scarso isolamento. Bassa emissione del raddrizzatore Rd_1-Rd_2.

Scarsa brillantezza dell'immagine. Suono soddisfacente: Trappola ionica mal regolata. Bassa tensione all'anodo del cinescopio. Rettificatore EAT V_{15} difettoso o spire della bobina di ampiezza orizzontale L_{702} in corto circuito. Bassa tensione V_{13} (controllare l'elevazione di tensione al piedino 3 di V_{14}, essa può essere difettosa). Controllare le valvole V_{13} e V_{15} per il EAT-e la valvola V_6 per il contrasto. Circuito controllo luminosità difettoso o con tensioni errate. Tensione bassa alla seconda griglia del cinescopio. Cinescopio difettoso.

Immagine ondeggiante (*sbandieramento*): Frequenza di rete del ricevitore diversa dalla frequenza di quadro. Controllare gli elettrolitici C_1, C_2, C_3. Influenza di campi magnetici esterni (es.: stabilizzatore).

Segnale di sincronismo di quadro nel suono (*ronzio nel suono*): regolare il comando di sintonia. Cattivo allineamento del secondario del discriminatore T_{401}. Migliorare il segnale di ricezione (antenna).

Suono nel video: Microfonicità in qualche valvola (V_1, V_2, V_6, V_{11}). Cattivo allineamento del circuito trappola T_{301}. Regolare la sintonia fine.

Barre orizzontali scorrenti: Regolare la sintonia fine. Insufficienza di livellamento della tensione di alimentazione anodica; filamento delle valvole in corto circuito col catodo.

Immagini multiple (*fantasmi*): Difetto dovuto a riflessione del segnale televisivo. Uno spostamento del ricevitore nell'interno del locale, oppure, se esiste antenna esterna, un diverso orientamento od un più accurata adattamento di antenna possono ridurre l'inconveniente.

Immagini con neve e fruscio di fondo: segnale debole. Valvola V_1 esaurita. Circuito d'ingresso aperto. Impianto di antenna o linea di trasmissione difettosi. Orientamento di antenna errato. Resistore R_{108} bruciato.

4. - TENSIONI AGLI ELETTRODI DEI TUBI ELETTRONICI

(*Il segno * indica che le misure sono state effettuate in assenza di segnale*).

V_1 6Q7A: Placca 2-Placca 1 = 240* V, Griglia 1 = 110* V; V_2 6U8: Placca osc. 110 V, Griglia cont. mesc. — 2,5 V, Griglia schermo mesc. 60* V, Placca mesc. 68* V, Catodo mesc. 0; V_3 6CB6 Griglia contr. — 0,43* V, Catodo 0,26* Placca 70* V, Griglia sch. 70* V; V_4: 6CB6 Griglia cont. — 0,43* V, Catodo 0,26* V, Placca 70* V, Griglia sch. 70* V; V_5: 6CB6 Catodo 0,9* V, Placca 70* V, Griglia sch. 70* V; V_6: 6AU8 Griglia sep. — 3 V, Placca sep. + 31* V Catodo 1 V, Griglia cont. — 0,75 V, Griglia schermo 144* V, Placca +94* V V_7: 6AU6 Griglia contr. — 1,2 V, Placca 240 V, Griglia sch. 50* V, Catodo 0,56 V; V_8: 6T8 Placca discrim. — 15, Placca triodo amp. 84 V, Placca diodo — 1,2 V; V_9: 6BQ5 Griglia cont. —6,2V Catodo 6,2 V, Placca 217 V, Griglia sch. 230 V; V_{10}: 6CS6 Griglia cont. —, Catodo —, Placca 78* V, Griglia 2-4 22* V, Griglia 3 —30 V; V_{11}: 6CS7 Placca 370 V, Placca +54 V, Catodo 20 V, Catodo 20 V; V_{12}: 6SN7GTA Griglia comp. —1,8/2,3 V, Placca comp. 85-155 V, Catodo 16,5 V, Griglia osc. —56 V, Placca osc. 190 V; V_{13}: 6BQ6GA Griglia sch. 160 V, Griglia cont. —28* V. Le tensioni sono misurate in corrente continua con voltmetro elettronico (10 MΩ/V) con segnale di media intensità (salvo che per*) luminosità media e contrasto massimo. *A*

Fig. 9 - Oscillogramma ottenibile nella taratura del circuito di sincronismo orizzontale.

dott. ing. Pasquale Postorino

I diversi tipi di amplificatori magnetici*

I vantaggi principali degli amplificatori magnetici sono: robustezza e assenza di parti mobili, alimentazione in alternata, prontezza di funzionamento, elevato rendimento ai bassi livelli di potenza e quindi basse perdite.

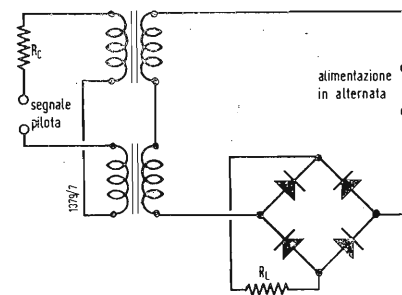



Fig. 1 - Amplificatore magnetico in connessione « serie ». Il segnale continuo pilota è applicato ai capi degli avvolgimenti pilota, in serie con la resistenza R_c. La tensione continua d'uscita è raccolta ai capi della resistenza di carico R_L. Nel circuito « parallelo » i due avvolgimenti alimentati in alternata, sono collegati in parallelo.

(*) P.G.: « Les différents types d'amplificateurs magnétiques, *Électronique Industrielle*, n. 29 - nov.-dic. 1959, pag. 222.

Lo scopo di questo articolo, particolarmente dedicato ai progettisti di apparecchiature elettroniche, non è quello di descrivere dettagliatamente gli amplificatori magnetici attualmente impiegati o impiegabili probabilmente in futuro e di analizzare matematicamente le loro caratteristiche di funzionamento, cosa d'altronde ampiamente fatta in diverse pubblicazioni specializzate, ma di passare semplicemente in rassegna i vari tipi di questi amplificatori, di confrontarli fra loro, di mettere in evidenza qualche loro tipica applicazione, al fine di aiutare il progettista nella scelta, talvolta complicata, di quel particolare circuito meglio adatto a quel determinato impiego.

L'impiego degli amplificatori magnetici, altrimenti denominati « trasduttori », risale ai principi di questo secolo, ma soltanto negli anni precedenti all'ultima guerra ha avuto uno sviluppo veramente significativo.

I nuovi materiali magnetici speciali ed i raddrizzatori a secco di pregevoli pre stazioni hanno conferito a questi amplificatori tutte quelle proprietà richieste per la soluzione dei vari problemi, inerenti ai diversi tipi di regolazione ed al suo comando.

I tecnici, che si occupano — diciamo — quotidianamente di amplificatori magnetici li conoscono nei minimi particolari e non hanno difficoltà nella scelta di un determinato circuito, ma i non specialisti, mentre da una parte desidererebbero sfruttare i vantaggi che questi offrono rispetto a quelli classici, dall'altra restano poi in forse di fronte al problema della scelta del tipo più confacente al loro caso.

Pensiamo perciò di fare cosa utile richiamare, ancor prima di passare in rassegna i vari tipi, le proprietà fondamentali di questi amplificatori.

I vantaggi essenziali dell'amplificatore magnetico sono la sua robustezza e l'assenza di parti mobili; può essere facilmente immerso in resine sintetiche con il risultato di rendere il nucleo magnetico praticamente insensibile alle vibrazioni, all'umidità od al calore, così da poter essere indifferentemente impiegato nella sala macchine di una nave o in un laboratorio. Viene alimentato in corrente alternata e non ha bisogno di una sorgente a corrente continua ed entra in funzionamento nel medesimo istante in cui si desidera, non abbisognando — come un amplificatore a valvole — di un tempo preliminare di riscaldamento. Inoltre esso tra il considerevole vantaggio, rispetto all'amplificatore a valvola, di un elevato rendimento ai bassi livelli di potenza, generando quindi internamente quantità quasi trascurabili di calore.

Il peso e l'ingombro di un amplificatore magnetico sono in funzione della frequenza della corrente alternata a disposizione. In pratica, il limite superiore di questa frequenza si aggira sui

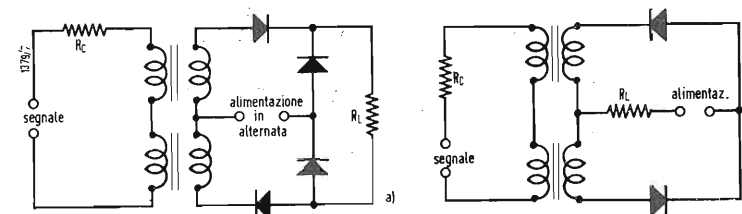



Fig. 2 - Amplificatore magnetico auto-eccitato, collegato a ponte. In *a*) la tensione di uscita ai capi di R_L è una tensione continua ottenuta per raddrizzamento a « doppia alternanza »; in *b*) la tensione di uscita è una tensione alternata.

2000 Hz, per la quale i nuclei sono ancora di piccole dimensioni.

C'è da notare infine che è possibile applicare all'entrata di un amplificatore magnetico più segnali a diversi livelli e conservarli elettricamente indipendenti.

Fra gli svantaggi c'è da annoverare la variazione, rispetto a quella tipica, delle caratteristiche dei raddrizzatori e la sensibilità di queste rispetto alla temperatura ambiente. Un problema questo che impegna costantemente i fabbricanti di tali componenti.

Caratteristica intrinseca degli amplificatori magnetici è il ritardo nella risposta, ritardo però che non è sempre un inconveniente, dato che il funzionamento di un generico complesso, nella maggior parte dei casi, deve essere conforme a costanti di tempo relativamente elevate. Qualora invece è richiesta una costante di tempo bassa, è sempre possibile ottenere un buon risultato in tal senso, scegliendo opportunamente quel dato circuito all'uopo più appropriato.

1. - AMPLIFICATORI MAGNETICI IN CONNESSIONE « SERIE » O « PARALLELO »

1.1. - Principi di funzionamento.

Questi sono i circuiti base di ogni amplificatore magnetico. La fig. 1 rappresenta un amplificatore magnetico in connessione serie; il passaggio alla connessione parallelo si ottiene semplicemente e cioè alimentando in parallelo i due avvolgimenti d'utilizzazione. La corrente continua circolante nello avvolgimento pilota fa variare l'istante in cui il nucleo magnetico va in saturazione e controlla, di conseguenza, la corrente media nell'avvolgimento d'utilizzazione, alimentato a sua volta in corrente alternata.

I quattro raddrizzatori, collegati a ponte, permettono di avere ai capi della resistenza di carico R_L una tensione continua, che è funzione della corrente continua pilota.

Il guadagno in amper-spire di un tale tipo di circuito (rapporto fra le amper-spire alternate e amper-spire continue) è uguale ad 1, talchè il guadagno in corrente è uguale all'inverso dal rapporto fra il numero spire dell'avvolgimento d'utilizzazione e il numero spire dell'avvolgimento pilota. Per ottenere un alto guadagno in corrente è necessario avere una costante di tempo elevata.

L'indice di qualità di un amplificatore magnetico può essere espresso come rapporto fra il guadagno in potenza e la costante di tempo, espressa come periodi al secondo della frequenza di alimentazione.

Nel caso della connessione « serie », l'indice di qualità è 4. Per ottenere un guadagno in potenza di 100, bisogna quindi ammettere una costante di tempo di 25 Hz.

Nel caso della connessione « parallelo », supponendo che le resistenze del circuito pilota e del circuito d'uscita siano unicamente quelle proprie dagli avvolgimenti, la costante di tempo è il doppio di quella relativa alla connessione « serie ».

Lavorando in regime di magnetizzazione forzata (o « forzamento » di corrente), cioè aumentando la resistenza del circuito pilota, si può ridurre la costante di tempo, ma in concomitanza diminuisce anche il guadagno in potenza.

Teoricamente la costante di tempo di un circuito « parallelo », allorchè la resistenza dal circuito pilota si assuma come infinita, è uguale a quella di un circuito « serie ».

Generalmente viene usato il circuito in connessione « serie » perchè è più facilmente adattabile ai vari casi; quando però, per un dato valore di guadagno in potenza, la costante di tempo richiesta è superiore a quella compatibile con questo tipo di circuito, allora è necessario ricorrere al circuito « parallelo ».

1.2. - Applicazioni.

Questi due tipi di amplificatori magnetici sono principalmente usati in circuiti di trasformatori di corrente continua o di dispositivi di misura.

Una tipica applicazione si ha allorchè è necessario misurare una corrente di alimentazione molto intensa. In questo caso, l'avvolgimento pilota è composto da una sola spira, di raggio infinito, di filo a grande sezione; dal valore della tensione d'uscita raddrizzata si può dedurre la corrente circolante in questa spira. Il vantaggio principale di questo circuito è quello di avere il circuito a corrente continua ad alta intensità ed il circuito di misura elettricamente separati.

Questi amplificatori sono molto stabili e sono adatti a misurare potenze d'ingresso di valori alquanto diversi. Quando poi l'impedenza magnetizzante è sufficientemente elevata (per es. 50 ÷ ÷ 100 kΩ), è possibile ottenere una caratteristica « corrente pilota - corrente d'uscita » molto lineare. È precisamente questa linearità che rende l'amplificatore magnetico in connessione serie, anche se il suo guadagno non è molto elevato, particolarmente adatto per i circuiti di regolazione di potenza elettrica o di misura di tensioni e correnti continue.

2. - AMPLIFICATORI MAGNETICI AUTO-ECCITATI

L'amplificatore magnetico in connessione « serie », ha una ristretta gamma di applicazioni a causa del suo guadagno alquanto modesto, conseguente al limitato valore del rapporto spire dell'avvolgimento a corrente continua e avvolgimento a corrente alternata.

Molto spesso però si desidera avere un buon indice di qualità, cioè un elevato guadagno in potenza con piccola costante di tempo. Si può ottenere ciò con un circuito a reazione d'intensità, conosciuto sotto il nome di amplificatore magnetico « a reazione esterna ». In tale circuito la reazione è applicata esternamente, alimentando, con una frazione della tensione d'uscita raddrizzata, un avvolgimento di reazione supplementare, avvolto su ciascun nucleo con senso d'avvolgimento tale da avere un effetto di reazione.

Una soluzione ancora più elegante si ha con l'amplificatore magnetico ad autoreazione, collegato a ponte, in cui l'avvolgimento di reazione non è altro che l'avvolgimento di utilizzazione. Infatti, grazie ai raddrizzatori, la corrente alternata circola nell'avvolgimento durante un'alternanza e si annulla durante l'altra: una siffatta corrente ha una componente continua, che circola in circuito chiuso e fornisce delle amper-spire continue supplementari.

Lo schema di questo circuito può essere considerato come connessione serie con reazione d'intensità, nonostante che, in questo caso, la reazione sia intrinseca ed il tasso di reazione dipenda dalle caratteristiche dei diodi. Con questa disposizione si possono ottenere basse perdite nel ramo ed una resistenza interna anch'essa bassa.

2.1. - Variante a tensione d'uscita continua.

La fig. 2 rappresenta un amplificatore auto-eccitato, collegato a ponte. Si tratta di un circuito a due uscite, con tensione continua d'uscita ottenuta con un raddrizzamento a « doppia alternanza », che ha un rendimento elevato e un buon indice di qualità (guadagno in potenza di 100 con una costante di tempo uguale ad 1 periodo della frequenza di alimentazione). Le limitazioni al suo impiego sono dovute soltanto al relativamente basso guadagno in amper-spire ammissibile.

Questo amplificatore fornisce una tensione d'uscita continua unidirezionale; collegando due amplificatori in push-pull — montaggio ideale per un carico con presa intermedia — si può avere una maggiore sensibilità rispetto alla ampiezza ed alla polarità del segnale pilota.

Nel caso che si abbia un carico comune si fa la somma — magneticamente o resistivamente — delle tensioni d'uscita dei due amplificatori push-pull.

2.2. - Applicazioni.

Questo tipo di amplificatore magnetico è probabilmente quello che presenta la più grande varietà d'impiego, così che

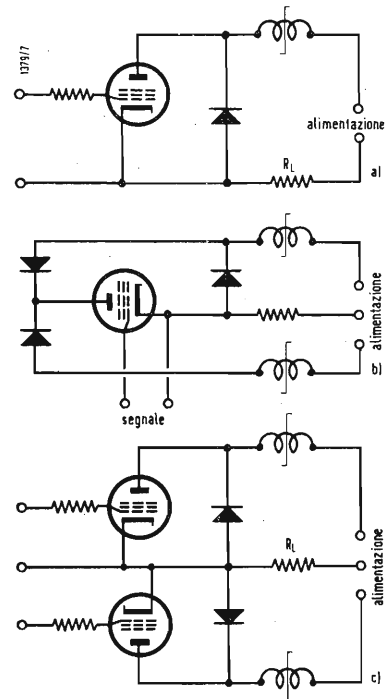



Fig. 3 - Amplificatori ibridi. In *a*) circuito base con tensione di uscita continua ottenuta per raddrizzamento a « semplice alternanza »; in *b*) circuito derivato dal precedente con tensione di uscita continua ottenuta per raddrizzamento a « doppia alternanza »; in *c*) circuito atto a ricevere un segnale pilota continuo simmetrico.

Fig. 4 - Amplificatore ibrido in push-pull. Circuito atto a ricevere un segnale pilota continuo simmetrico; esso genera una tensione di uscita simmetrica. Le resistenze $R_L/2$ rappresentano ciascuna la metà della resistenza di carico.

è correntemente utilizzato nella maggior parte di applicazioni di carattere generale.

Ci sono dei casi in cui la tensione di uscita richiesta non debba essere continua, ma alternata. Quando è ammissibile una costante di tempo uguale a qualche periodo della frequenza di alimentazione, il circuito più economico che conviene impiegare è quello di figura 2*b*, variante con connessione in alternata dell'amplificatore auto-eccitato, per cui le caratteristiche nominali di tensione dei raddrizzatori hanno minima importanza.

Questo genere di circuito può essere applicato ai sistemi di comando d'illuminazione e di riscaldamento. Per avere un'uscita in continua come nella variante precedente, si può raddrizzare la tensione d'uscita; ma gli elementi raddrizzanti sono — in questo caso — numerosi. Bisogna tuttavia notare che per la versione « continua » si richiedono ai raddrizzatori caratteristiche sensibilmente superiori a quelle richieste per la versione « alternata ». Nel primo caso, infatti, i raddrizzatori devono sopportare la totale tensione d'alimentazione per cui la loro scelta diventa più critica di quella dei raddrizzatori della versione « alternata », la tensione nominale della quale può essere determinata con più larga tolleranza, dato che questa tensione è all'incirca uguale alla caduta resistiva, relativamente bassa.

Questi due circuiti consentono una buona stabilità anche se utilizzati per livelli d'ingresso dell'ordine dei 10^{-8} W.

3. - AMPLIFICATORI IBRIDI

Allorquanto particolari condizioni di progetto non richiedano l'uso esclusivo di sistemi magnetici, si possono introdurre amplificatori magnetici a valvola, denominati « amplificatori ibridi ». Uno dei vantaggi principali di questo tipo di amplificatori è di avere un funzionamento, data la elevata impedenza di placca della valvola, in regime di magnetizzazione forzata: infatti, quando il circuito pilota dell'amplificatore è collegato a mezzo di una valvola, la sua resistenza effettiva viene ad essere considerevolmente aumentata.

In fig. 3*a* è rappresentato un circuito magnetico ibrido base. Il suo funzionamento si basa sull'attitudine della valvola di presentare, di fronte al circuito pilota, una resistenza variabile: applicando alla griglia della valvola un segnale, che faccia variare la corrente anodica e quindi la resistenza interna, si può così controllare la tensione di uscita. Ai capi dei morsetti d'uscita si ha una tensione continua, ottenuta con un raddrizzamento a « semplice alternanza ».

Per comandare, ad esempio, un motore a corrente continua, lo stesso circuito può essere trasformato in un circuito con raddrizzamento « a doppia alternanza », come si fa vedere in fig. 3*b*. Se si applica alla griglia di una valvola un segnale alternativo, la di cui frequenza è legata a quella della tensione di alimentazione dell'amplificatore magnetico, la tensione d'uscita è sempre una tensione continua, ottenuta per raddrizzamento « a semplice alternanza », ma sensibile alla fase del segnale d'ingresso.

In fig. 3*c* infine è rappresentato un circuito analogo ai precedenti, atto a ricevere un segnale pilota continuo simmetrico. Qualora sia richiesta, come per esempio nel caso che si debba comandare il variatore di velocità « metadinamo », si utilizza il circuito di fig. 4. In tutti questi circuiti è del tutto possibile sostituire le valvole con transistori.

Gli amplificatori magnetici di questo tipo si caratterizzano per la loro rapida risposta; infatti il ritardo è di circa mezzo periodo della frequenza d'alimentazione. Durante una alternanza, la magnetizzazione del nucleo è influenzata dall'intensità della corrente, che circola nell'avvolgimento; corrente controllata dalla valvola; nell'alternanza seguente l'amplificatore genera ai capi del carico una tensione, che dipende dal livello prefissato del flusso del nucleo. Lo stesso fenomeno si ripete di semiperiodo in semiperiodo.

Questo circuito non sfrutta interamente il « forzamento » di corrente, che si potrebbe ottenere dalla valvola, in quanto questa viene utilizzata più che altro come resistenza variabile. La fig. 5 sfrutta invece il totale « forzamento » di corrente disponibile. Si tratta di un amplificatore in push-pull a valvola. Nella rappresentazione della figura lo amplificatore magnetico alimenta due carichi separati, ma è sufficiente isolare elettricamente le due alimentazioni alternate per poter alimentare un carico comune.

A causa dall'impedenza di placca relativamente elevata nel circuito pilota dall'amplificatore magnetico, la costante di tempo del sistema è notevolmente inferiore a quella che si potrebbe ottenere alimentando l'amplificatore nella maniera classica. In certi casi la scelta dell'amplificatore da impiegare in un dato sistema può cadere sia su un amplificatore magnetico a valvole, come su un amplificatore del tutto elettronico.

Se lo stadio d'uscita genera una potenza tale da far lavorare le valvole in condizioni di carico molto spinte, per cui si rischierebbe di metterle fuori uso, è senz'altro ovvio impiegare uno stadio d'uscita magnetico, che non comporta questo rischio. Con il vantaggio poi di avere, per una frequenza d'alimentazione compresa fra 100 e 200 Hz, un ingombro molto inferiore a quello che si avrebbe impiegando un'equivalente stadio d'uscita a valvole con circuito d'alimentazione compreso.

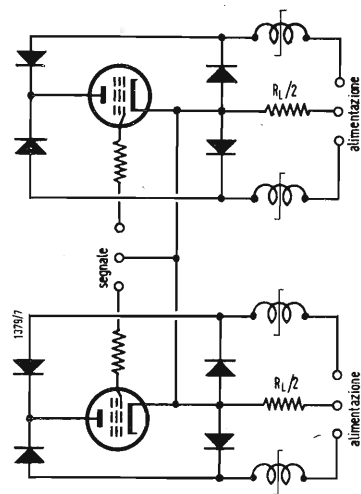



Fig. 5 - Amplificatore magnetico a valvola. (Amplificatore autoeccitato, collegato a ponte, pilotato da un amplificatore in push-pull a valvole). Le due metà dell'amplificatore, analoghe al circuito di fig. 2 *a*) possono alimentare un carico comune, purchè le alimentazioni n. 1 e n. 2 siano elettricamente isolate. Le tensioni continue ai capi di $R_L/2$ (metà carico) sono simmetriche.

È consigliabile l'amplificatore magnetico anche nei casi in cui la potenza è molto elevata; la robustezza e quindi la sicurezza di funzionamento di tale amplificatore è senz'altro molto superiore a quella di uno stadio d'uscita con tubi a gas, eventualmente utilizzabili in questi casi.

3.1. - Applicazioni

Tipiche applicazioni di amplificatori magnetici ibridi si hanno negli alimentatori stabilizzati a forte intensità di corrente per il controllo di corrente o per l'amplificazione di potenza.

4. - AMPLIFICATORI A RISPOSTA RAPIDA (Mezzo-periodo)

Fra gli amplificatori magnetici a risposta rapida, ve ne sono alcuni, in cui non si ha un ritardo « esponenziale », ma un « tempo morto », uguale a mezzo periodo della frequenza d'alimentazione. A sinistra della fig. 6 è rappresentato un amplificatore « mezzo periodo », collegato a ponte, costituito questo dai quattro avvolgimenti di utilizzazione, avvolti due a due su ognuno dei due nuclei.

Durante un'alternanza il flusso di questi due nuclei è tenuto fisso ad un certo livello a mezzo di un avvolgimento di polarizzazione, collegato alla sorgente d'alimentazione alternata, in serie ad un diodo ed ad una resistenza, che limita la corrente massima circolante in questo diodo.

Nell'alternanza successiva, essendo lo angolo di saturazione determinato dal livello a cui il flusso era stato prefissato, i due nuclei si saturano.

In assenza di segnale d'ingresso, le variazioni di flusso nei due nuclei avvengono contemporaneamente, per cui si annullano le tensioni simmetriche ai capi della resistenza di carico e all'uscita dall'amplificatore non si ha alcuna tensione.

Quando si applica un segnale all'ingresso, sugli avvolgimenti pilota, questo segnale si oppone da una parte al « ripristino » del flusso in un nucleo nel periodo di « ripristino », mentre dall'altra lo accresce nel secondo nucleo, cosa che porta ad uno squilibrio e fa comparire ai capi della resistenza di carico una tensione d'uscita in forma di semionde simmetriche. Negli amplificatori classici, il livello di flusso in un nucleo è influenzato dalla saturazione dell'altro; ciò deve essere evitato quando si vuole ottenere una risposta « mezzo periodo ».

Un tale amplificatore può essere impiegato come stadio di preamplificazione o come stadio d'uscita e presenta inoltre il vantaggio di poter essere pilotato sia da segnali in corrente continua, come da segnali in corrente alternata di frequenza uguale a quella di alimentazione e concatenata in fase con essa.

Può ricevere anche segnali la cui frequenza sia il doppio della frequenza di alimentazione per cui, se questi segnali provengono dalla seconda armonica della frequenza d'alimentazione, la tensione d'uscita sarà correlata in fase, senza che sia necessario impiegare un raddrizzatore di correlazione di fase.

Essendo la tensione d'uscita a forma di semi-onde simmetriche, è possibile utilizzare nel circuito di carico sia la componente alternata, come la componente continua. Per ottenere poi un atensione d'uscita continua simmetrica oppure una tensione alternata simmetrica, basta collegare due di questi amplificatori

Fig. 6 - Amplificatore a risposta rapida « mezzo periodo ». A sinistra: amplificatore collegato a ponte (tensione d'uscita costituita da mezze onde simmetriche). A destra: circuito House (tensione d'uscita costituita da alternanze simmetriche).

Fig. 7 - Amplificatore per piccole potenze d'ingresso (circuito funzionante sulla seconda armonica della frequenza d'alimentazione).

in push-pull. A destra della figura 6 è rappresentata una variante dell'amplificatore « mezzo periodo », che genera per l'appunto una tensione d'uscita alternata simmetrica.

Un ritardo uguale ad un mezzo periodo della frequenza di alimentazione rappresenta il tempo di risposta il più corto, che possa essere ottenuto con degli amplificatori magnetici; nel caso di servo-meccanismi ad alta « performance » bisogna impiegare quindi gli amplificatori testè descritti. Si possono ottenere guadagni in potenza di 100, con una stabilità dello zero dell'ordine di 10^{-8} W.

5. - AMPLIFICATORI PER PICCOLE POTENZE

Abbiamo appena visto che la stabilità degli amplificatori magnetici « mezzo periodo » è equivalente, come quella degli amplificatori classici, ad una potenza d'ingresso di circa 10^{-8} W.

In certi casi però il segnale d'ingresso è tanto basso che non possono venire impiegati nemmeno gli amplificatori classici.

Per ovviare a ciò sono stati messi a punto dei tipi particolari di amplificatori magnetici che possono funzionare con una potenza d'ingresso dall'ordine di 10^{-12} W.

Un tipico esempio di amplificatore magnetico per segnali deboli è quello riportato in fig. 7, utilizzante la seconda armonica della frequenza d'alimentazione.

Questo circuito è analogo al tipo « serie », però la tensione di uscita non è più disponibile direttamente ai capi del circuito a corrente alternata, ma ai capi di un avvolgimento « captatore » distinto. Il funzionamento differisce da quello « serie », in quanto la tensione d'uscita indotta nell'avvolgimento « captatore », proporzionale al segnale continuo pilota, è in questo caso di una frequenza doppia della frequenza d'alimentazione.

Il circuito pilota comprende una bobina di shock, che presenta una elevata impedenza rispetto alla seconda armonica della frequenza d'alimentazione, cosa che aumenta l'efficienza dell'avvolgimento « captatore ». La presenza di questa induttanza nel circuito pilota è molto importante, in quanto è tale da portare la costante di tempo dell'amplificatore ad un valore 4 volte maggiore di quella di un classico amplificatore, funzionante nelle medesime condizioni.

Un amplificatore di questo tipo, funzionante con un'alimentazione a 50 Hz, può presentare una costante di tempo di 1 secondo. Per ottenere la richiesta stabilita di 10^{-12} W i nuclei debbono essere bene proporzionati e provvisti di schermi in mumetal per eliminare ogni campo magnetico parassita.

Dato che i nuclei debbono essere adattati con precisione, è necessario imporre alla frequenza d'alimentazione un limite (circa 400 Hz) tale, per cui la costante di tempo non possa mai scendere ad un valore al di sotto di 0,2 secondi. Questo circuito genera, ai capi della resistenza di carico, una tensione continua ottenuta per raddrizzamento a « semplice alternanza ». Introducendo un diodo (vèdi diodo *B* di fig. 7) si ha una tensione d'uscita simmetrica (push-pull); un tale schema consente una stabilità 50 volte maggiore, ma presenta l'inconveniente di ridurre il guadagno. Gli amplificatori di questo tipo sono impiegati, allorchè bisogna amplificare dei segnali molto deboli, come per esempio i segnali generati da termocoppie.

6. - CIRCUITI CONTROREAZIONATI E SPECIALI

Qualsiasi accorgimento tecnico, che correntemente viene applicato agli amplificatori classici, può essere applicato — senza alcuna particolare difficoltà — agli amplificatori magnetici. Negli amplificatori a più stadi la controreazione può essere applicata ad un solo stadio o a tutto l'amplificatore.

Mediante una certa reazione è possibile aumentare il guadagno di uno stadio in maniera che, se è necessaria una controreazione, tutto l'amplificatore possa sfruttare tutti i vantaggi propri della controreazione, conservando presso a poco lo stesso guadagno che avrebbe in assenza di controreazione. Potrà così essere necessario, in caso di controreazione, imporre un anticipo alla fase relativa del segnale di controreazione, per compensare il ritardo dell'amplificatore. Questa operazione non presenta alcuna particolare difficoltà: può essere introdotta comodamente nel circuito dell'amplificatore magnetico senza compromettere minimamente il suo buon funzionamento; l'anticipo di fase può essere poi introdotto nella maniera classica. Volta per volta si possono introdurre gli accorgimenti più opportuni. È possibile, per esempio, utilizzare la seconda armonica per avere un duplicatore di frequenza. Si può anche prelevare nel circuito d'uscita la terza armonica della frequenza fondamentale e filtrarla: connettendo in serie tre di questi stadi, si può realizzare un moltiplicatore della frequenza fondamentale secondo il fattore 8 o 9, di rendimento alquanto soddisfacente.

Nelle pubblicazioni, riportate in bibliografia, vengono presentati diversi altri circuiti speciali. Rimandiamo ad esse.

7. - AMPLIFICATORI A PIÙ STADI

Usando particolari accorgimenti, si possono facilmente collegare in serie tutti i tipi di amplificatori, che abbiamo fin qui descritto.

Generalmente, si ricorrerà a più amplificatori in serie, quando si vuole avere un migliore indice di qualità. Così, per un amplificatore, che deve avere un guadagno in potenza di 10.000, la costante di tempo, che nel caso di un amplificatore ad un solo stadio sarebbe dell'ordine di 100 periodi della frequenza d'alimentazione, può essere portata a 2 periodi, utilizzando due amplificatori in serie, aventi ciascuno un guadagno in potenza di 100 ed una costante di tempo di 1 periodo.

Bisogna in questi casi però operare con ben avveduta cognizione di causa ed effetto; in caso contrario le costanti di tempo ed i guadagni singoli possono risultare del tutto diversi. Conviene insistere in modo particolare sull'importanza di questi accorgimenti tecnici, che variano secondo il tipo di amplificatore, ma che generalmente tendono ad eliminare tutte le armoniche indesiderate delle correnti circolanti negli avvolgimenti pilota intermedi.

8. - BIBLIOGRAFIA

W. L. Marks: « An operational magnetic amplifier » - *Electrical Energy* - gennaio-febbraio 1957, pag. 136 e 174.

C. W. Lufcy, A. E. Schmid e P. W. Baruhart: « An improved magnetic servo amplifier » - *Communication and electronics*, settembre 1952.

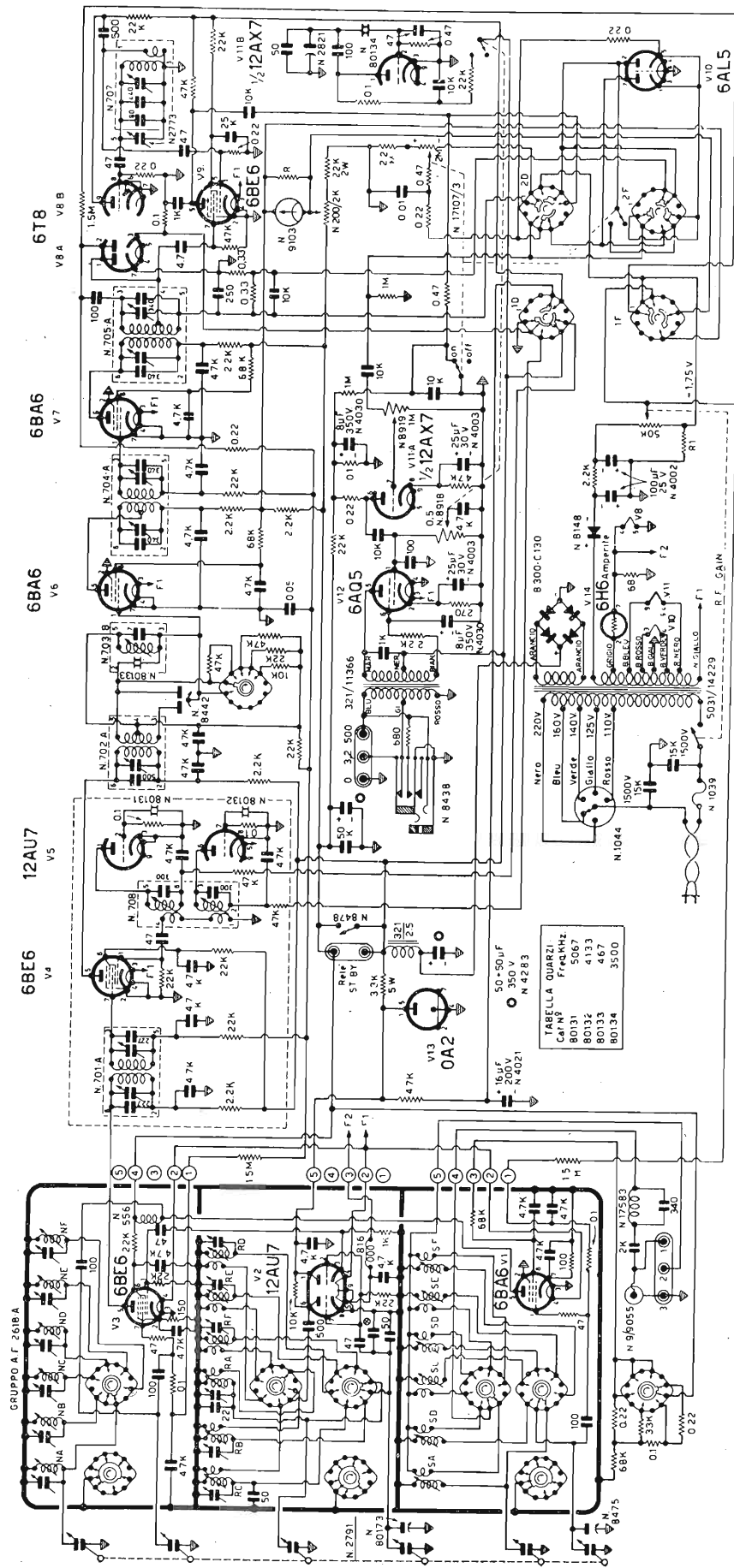
E. H. Frost-Smith: « Te study of magnetic inverter for amplification of low input power D. C. signals » - *Proc. I.E.E.*, parte II, agosto 1953, pag. 362.

C. B. House: «Full-wave reversible polarity half-cycle response magnetic amplifiers » - *Communication and electronics*, settembre 1955.

M. G. Say: « Magnetic amplifiers and saturable reactors » (libro edito da G. Newnes Ltd. Londra, 1954).

H. F. Storn: « Magnetic amplifiers » (libro edito da J. Wiley and Sans. Inc. New York, 1955).

W. A. Geyger: « Magnetic amplifier circuits » (libro edito da Mc. Graw-Hill Book Co., Inc., 1957).

W. Sorokine: « Les amplificateurs magnetiques » - *Electronique Industrielle*, numeri 1, 2 e 3.

Ricevitore di tipo professionale per le gamme radiantistiche a doppia conversione di frequenza.

0156 – ***Sig. P. Lenarduzzi – Spilinbergo.***

Nel numero scorso abbiamo pubblicato lo schema e la descrizione del trasmettitore adatto per tutte le gamme radiantistiche: in questo numero prenderemo in esame il ricevitore.

La costruzione di un ricevitore del tipo da lei desiderato è alquanto complessa e presenta una certa difficoltà anche per coloro che in tale campo hanno una notevole esperienza costruttiva. È ovvio infatti che un ricevitore con doppia conversione di frequenza, e con le caratteristiche richieste, non possa essere di semplice realizzazione ed inoltre non sempre è facile avere a portata di mano il materiale necessario.

Per tale ragione ho ritenuto opportuno pubblicare lo schema del ricevitore GELOSO G209R il cui schema corrisponde esattamente a quanto lei richiede e la cui costruzione è facilitata dallo schema di montaggio che viene fornito dalla casa in questione, mentre tutti i pezzi sono facilmente rintracciabili presso i rappresentanti.

Il ricevitore è adatto per le gamme dei 10, 11, 15, 20, 40, 80 metri sia per onde continue che per CW e per SSB. Il comando di sintonia avviene tramite una elevata demoltiplica. Il valore della prima media frequenza è di 4,6 MHz e quello della seconda di 467 kHz. La sensibilità è superiore a 1 μV per 1 W di potenza di BF.

Per la selettività è prevvisto l'uso di quattro cristalli. Esiste un circuito amplificatore e rivelatore di segnali SSB, sia su banda laterale alta che su banda laterale bassa, con reinserzione della portante. Un adatto noise limiter è di notevole efficacia sia per segnali AM e CW che in SSB, ed automaticamente si riporta ai diversi livelli di segnale. Un controllo manuale permette di variare l'inizio della sua azione.

L'S meter è tarato, secondo la scala radiantistica da S_1 a S_9 + 20 e 40 dB. La potenza di bassa frequenza è di circa 2,5 W con uscita adatta per 3,2 Ω e 500 Ω e per cuffie di qualsiasi tipo. L'entrata di antenna è prevvista tanto per aerei bilanciati quanto per quelli non bilanciati. Oltre all'interruttore generale ne esiste un altro per la posizione di « stand-by ».

Valvole impiegate: 12 più una valvola stabilizzatrice, di tensione, 1 valvola stabilizzatrice di corrente, 2 raddrizzatori al selenio con le seguenti funzioni: 6BA6 amplificatrice a RF; 12AU7 oscillatrice separatrice; 6BE6 miscelatrice per FI a 4,6 MHz; 6BE6 miscelatrice FI 467 kHz; 12AU7 oscillatrice a cristallo 5067 kHz e 4133 kHz; 6BA6 amplificatrice a FI; 6BA6 altra amplificatrice a FI; 6T8 rivelatrice, controllo automatico di sensibilità ed oscillatrice di nota (beat) 6BE6 mescolatrice per segnali SSB; 6AL5 limitatrice di disturbi; 12AX7 amplificatrice a BF, oscillatrice RF controllata a cristallo per la taratura della scala di sintonia, 6AQ5 finale. OA2 stabilizzatrice di tensione, 6H6 amperite stabilizzatrice di corrente, raddrizzatore al selenio B300/C130 per alimentazione anodica generale; un raddrizzatore al selenio B300/C130, per alimentazione anodica generale, un raddrizzatore al selenio 8148 per la polarizzazione negative, un cristallo 80131 (frequenza 5067), un cristallo 80132 (frequenza 4133) un cristallo 80133 (frequenza 467 kHz) un cristallo 80134 (frequenza 3500 kHz). Alimentazione universale. Le gamme coperte sono le seguenti: 10 metri da 29,8 a 28,0 MHz; 11 metri da 28,1 a 26,4 MHz; 15 metri da 22,0 a 20,6; 20 metri da 14,6 a 13,8 MHz; 40 metri da 7,5 a 6,95 MHz; 80 metri da 4,0 a 3,5 MHz.

I valori dei vari componenti sono riportati direttamente sullo schema, e così pure il numero di catalogo, che riportiamo in figura 1.

(P. Soati)

Schema di convertitore per TV da UHF al canale 3(D) VHF

0157 – ***G. Bedoni – Melegnano.***

La sua richiesta richiede la preparazione di un apposito campione di convertitore e quindi di un laboratorio di cui non disponiamo. La soluzione da lei prospettata è già superata, in quanto la conversione avverrà sul canale a frequenza intermedia e non su un canale RF delle VHF. È ancora prematuro formulare delle soluzioni definitive dato il disinteresse attualmente esistente intorno a tale argomento.

(A. Nicolich)

La discesa in cavo schermato da un impianto centralizzato di antenna collettiva può servire per ricevere con due televisori diversi contemporaneamente le UHF e le VHF

0158 – ***G. Vannini – Napoli.***

Rispondiamo affermativamente. La stessa discesa o rete di cavi per la distribuzione dei segnali in un impianto collettivo può convogliare contemporaneamente la VHF proveniente dall'impianto preesistente di antenna, e la VHF su altro canale proveniente dal convertitore che ha convertito le UHF in VHF. Nei cavi di distribuzione sono presenti le due VHF che non si disturbano e vengono selezionate dal settore di canali di ciascun televisore facente parte dell'impianto centralizzato.

(A. Nicolich)

Modulatore con portata a 400 Hz come vibratore elettronico per termocoppie

0159 – ***Sig. M. Necchi – Milano.***

Il trasformatore TR_3 serve ad alimentare il secondo ponte contenente i transistori T_1 e T_2, fornendo un segnale ogni qual volta la temperatura della termocoppia varia squilibrando il primo ponte a resistenze.

In seguito a tale segnale alimentato alla diagonale formata agli estremi dell'avvolgimento a presa centrale, si ha circolazione di corrente che genera una differenza fra le due tensioni ai capi dei semiavvolgimenti, squilibrando anche il secondo ponte, gli estremi dell'altra diagonale del quale non sono più equipotenziale; la tensione di corrente così prodotta, amplificata (in fig. 3 non si vede l'amplificatore) comanda lo spostamento del cursore P_3 in modo da uguagliare la tensione della termocoppia a quella di uscita del primo ponte alimentato a 400 Hz. I trasformatori TR_1 e TR_2 possono essere alimentati con la tensione alternata di rete.

(A. Nicolich)

Come aumentare la resistenza da 60 Ω/V ad almeno 20.000 Ω/V di un voltmetro indicatore registratore AEG

0160 – ***Sig. F Sulfaro – Genova.***

Sconsigliamo di modificare lo strumento in oggetto, perchè ciò comporterebbe il suo rifacimento totale. Conservi il voltmetro AEG per le misure per le quali è previsto, e si procuri un voltmetro ad alta resistenza interna per le sue nuove necessità.

(A. Nicolich)

Cinescopio salvato in extremis (da « l'antenna », novembre 1959, n. 11)

0161 – ***Sig. A. Fortunato – Andria.***

Poichè il cinescopio in questione presentava un corto circuito fra catodo e filamento, e poichè il catodo è particolarmente sensibile non solo alle perdite ohmmiche, ma soprattutto alle capacità parassitarie, il problema consisteva, come detto nel testo dell'articolo a pag. 514, nello « arrivare ad alimentare il filamento del cinescopio difettoso attraverso un dispositivo che, permettendo il passaggio di corrente alternata, presentasse una capacità la più bassa possibile rispetto la massa ». Tale dispositivo è appunto il trasformatore illustrato in fig. 2, realizzato con quei particolari criteri.

È evidente che un siffatto trasformatore ha perdite c.c. irrilevanti. Ma quand'anche fossero rilevanti, è assurdo pensare che la corrente presente sul catodo sia c.c. che c.a. possa provocare la bruciatura del filamento, considerato come la corrente di filamento sia dell'ordine di 300 mA, mentre quella di catodo non arriva ad 1 mA.

(A. G. E. Turello)

Amplificatore per Hi-Fi

0162 – ***Sig A. Orecchini – Cattolica.***

L'amplificatore descritto sul l'antenna, settembre 1959, n. 9 è stato sperimentato con vari tipi di valvole di potenza (EL41, EL84, EL34 e 6V6) ottenendosi sempre ottimi risultati.

Tenga presente che nello schema pubblicato nel suddetto fascicolo la resistenza anodica del primo diodo (tubo 12AX7) deve essere portata a 50 kΩ. La resistenza da 0,25 MΩ posta fra le placche dei due triodi della valvola in oggetto deve essere omessa. (Vedere in proposito la consulenza svolta dall'autore nel n. 12 annata 1959).

Inoltre sul catodo del primo triodo è bene inserire un condensatore da 25 μF. La resistenza di catodo in parallelo al suddetto condensatore può essere portata da 2 kΩ a 1,5 kΩ.

La sua richiesta in merito ai trasformatori di uscita (autotrasformatori) potrà interessare altri lettori pertanto daremo, qui di seguito, i dati necessari alla realizzazione dei trasformatori per le valvole di potenza più usate (fig. 1 e fig. 2).

L'autotrasformatore sarà avvolto a strati isolati con carta adatta. L'inizio dell'avvolgimento farà capo al terminale contrassegnato +.

Questi semplici autotrasformatori collegati all'amplificatore ad elevate cara eris iche, che abbiamo pubblicato, permettono di ottenere in modo veramente economico complessi ad alta fedeltà. Il campo di frequenza si estende da 20 a 25.000 Hz. Per avere i migliori risultati l'altoparlante potrà essere sistemato in un cassone di circa 90 dm³ rivestito in materiale assorbente. Il mobile così ottenuto dovrà essere completamente chiuso (del tipo schermo acustico infinito).

Gli altoparlanti ad alta impedenza sono esclusivamente costruiti dalla PHILIPS, Piazza IV Novembre, Milano, può anche acquistarli presso G. B. Castelfranchi, Via Petrella, 6, Milano.

Noi abbiamo usato, nelle prove, il tipo a doppia membrana da 215 mm di diametro esterno.

(G. Dal Pane)

Fig. 1 - Autotrasformatore di uscita per amplificatore ad alta fedeltà con altoparlante da 800 oppure 400 Ω. Autotrasformatore per tubi 6V6 o EL84, Nucleo in FeSi, sezione lorda della colonna centrale 20 × 25 mm, traferro 0,1 mm.

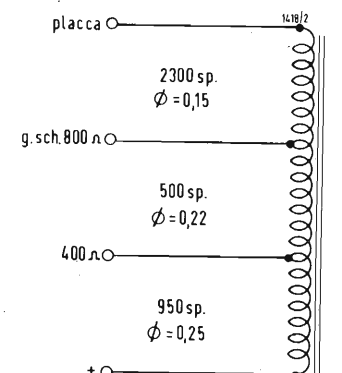



Fig. 2 - Autotrasformatore per 7000 Ω di carico e per altoparlanri ad alta impedenza. Autotrasformatore per tubo EL41. Nucleo in FeSi, sezione lorda della colonna centrale 20 × 25 mm, traferro 0,1 mm.

BC455B, Wireless set type 21, Caratteristiche tubi ARP12, AR8, ATP7 ed equivalenze di vari tubi

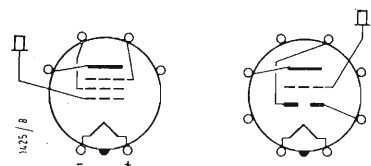
0163 – ***Sigg. C. Liverani – Faenza; G. Luzi – Vicenza; F. Lo Magro – Palermo.***

La richiesta di schemi del surplus è abbastanza intensa e naturalmente diamo la preferenza agli apparecchi che ci sono maggiormente richiesti. Ad ogni modo assicuriamo i richiedenti che nei prossimi numeri pubblicheremo senz'altro gli schemi del BC455 e WS21.

Il tubo ARP12 corrisponde al tubo VP23. Si tratta di un pentodo le cui caratteristiche sono le seguenti: Filamento: 2 V 0,05 A; V_a = 120 V; V_{g1} = — 1,5/60 V; I_a = 1,45 mA; I_{g2} = 0,5 mA, Pendenza = 1,08 mA/V; Capacità anodo griglia controllo 0,006 pF; Capacità d'ingresso 8 pF; Capacità di uscita = 11 pF. Uso: alta e media frequenza (zoccolo figura 1).

Il tubo AR8 corrisponde al tubo HL23DD un triodo doppio diodo. Filamento: 2 V 0,05A V_a = 100 V; V_{g1} = — 1 V; I_a = 0,5 mA; Pendenza 1,2 mA/V; Fattore di amplificazione = 25; R_i = 21.000 Ω; Carico anodo anodo: 50.000 Ω. Capacità anodo griglia con-

trollo = 3,5 pF; Capacità d'ingresso 2 pF; Capacità di uscita = 6 pF. Usi: Rivelatore amplificatore di bassa frequenza (zoccolo come da figura 2). Del tubo ATP7, che corrisponde al tubo V226, parleremo prossimamente.
EQUIVALENZE DI ALCUNI TUBI. ARP1 = PT2 ARP = 42MPT; ARP9A = 7D8; ARP15 = = 6K7G; ARP16 = 6J7G; ARP17 = 6F6G; ARP18 = KT24; ARP28 = 6C6; ARP29 = = 6D6; ARP32 e 33 = 6V6G; ARP36 = = EF50; ATS25 = 807; AU13 = 5Y3; CV32 = 866A; CV140 = 6AL5/EB91; CV448 = OA71; CV616 = 77; CV1088 = = 832; HX82 = 82; K251 = 866; NR35 = = PD220A; NR78 = 6C5G; VT210 = 1S4; VT247 = 6AG7; VT287 = 815; XB767A = = 2050.

Fig. 1 - Schema di convertitore adatto per le gamme dei 21, 28, 50, 144 e 220 MHz, con tubo 6J6.

Restano sconosciuti i tubi: ZZZ45YT, UVU113 (a meno che si tratti della VU113) BY256. *(P. Soati)*

Convertitore per le gamme radiantistiche e per i 220 MHz

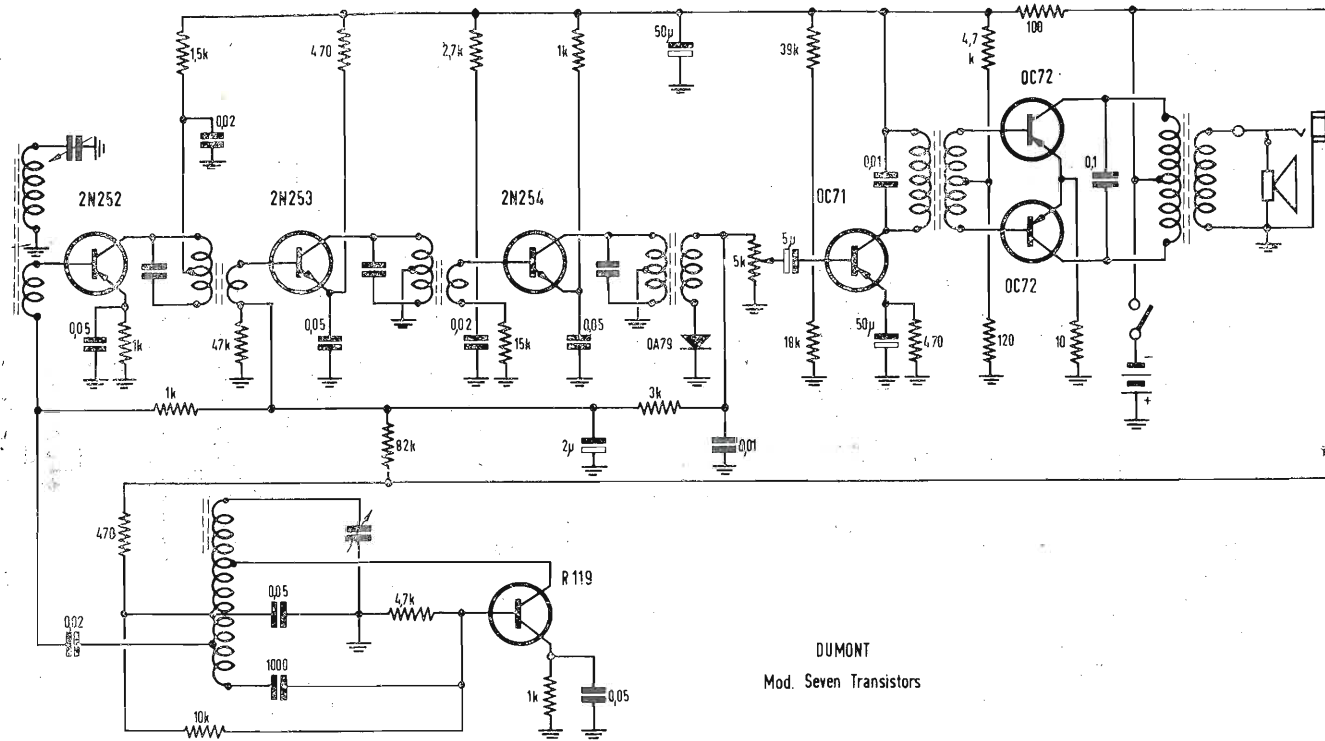
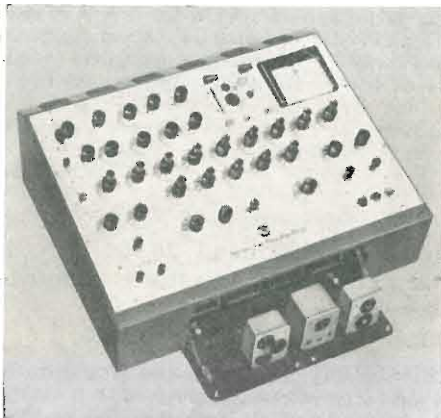
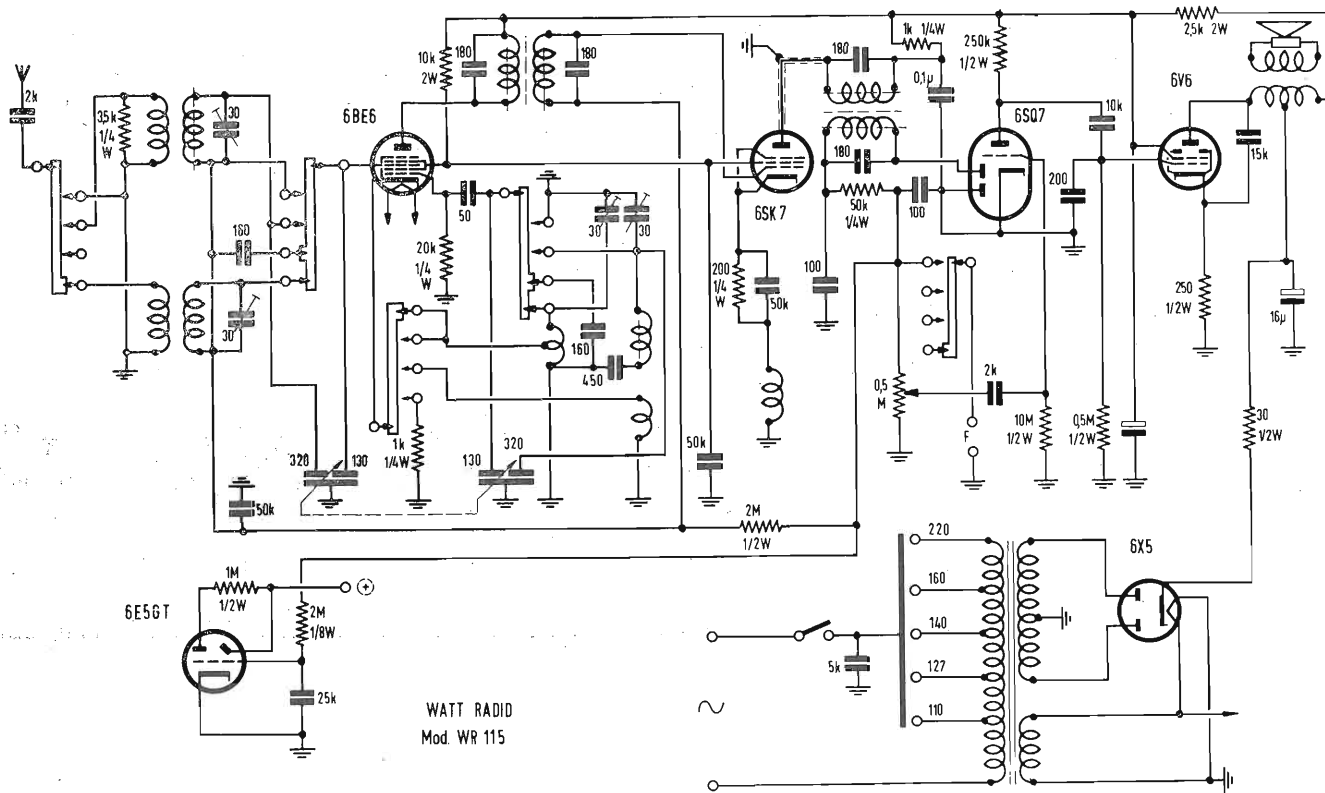
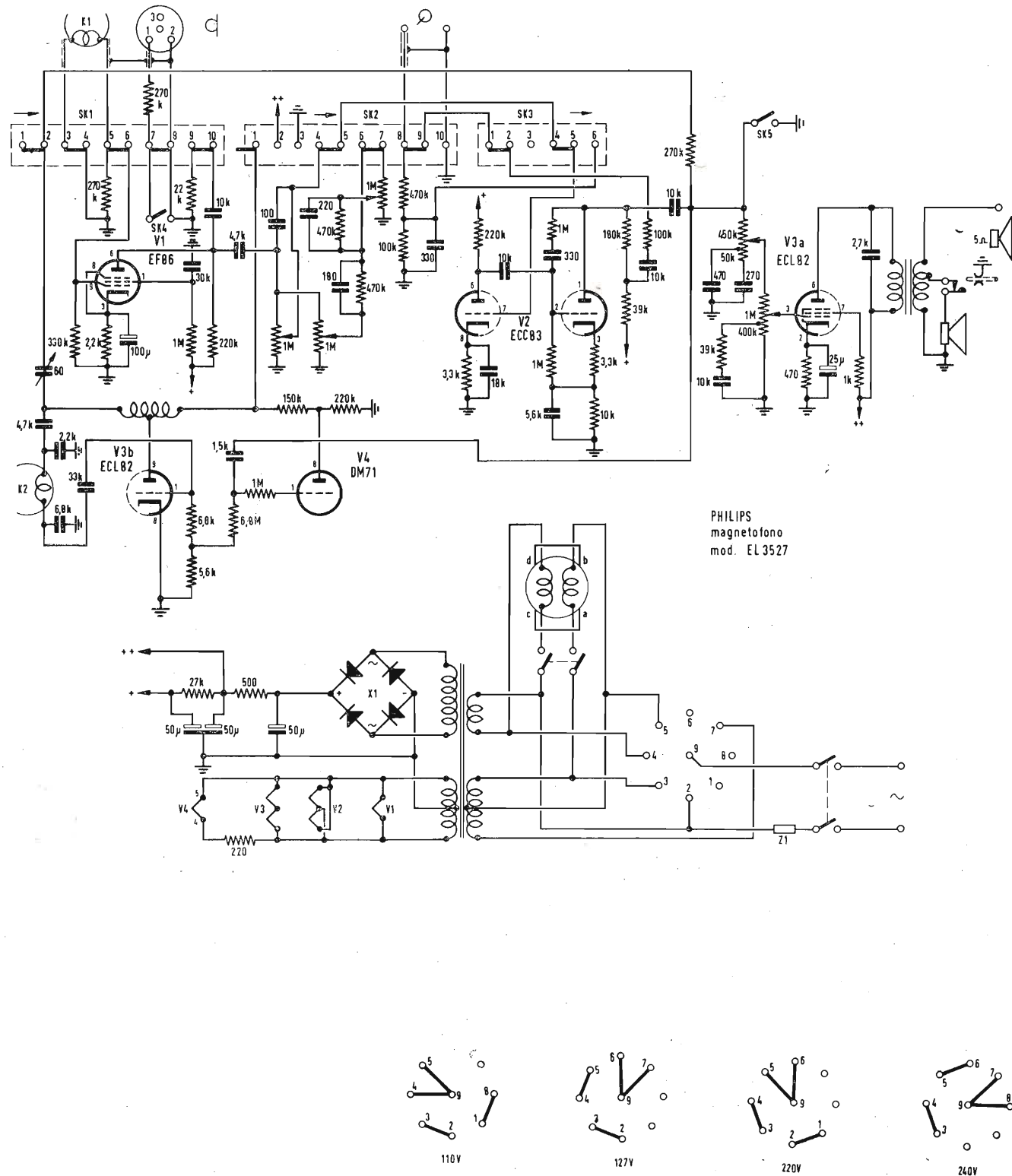
0164 - *Sigg. N. Celli - Belluno; G. Rossi - Genova.*

Lo schema inviatomi dal Sig. CELLI è esatto.
Per renderlo adatto al funzionamento sul canale H della TV, in primo luogo è opportuno togliere il condensatore fisso da 10 pF, posto in parallelo al variabile da 17 pF, quindi portare a tre le spire di L_3 e di L_1 e quelle di L_2 a 18. Questi dati naturalmente sono esclusivamente indicativi: i valori esatti dovranno essere trovati sperimentalmente. È naturale che con un sintonizzatore dotato di almeno tre tubi i risultati raggiungibili saranno senz'altro superiori.
In figura 1 si riporta invece lo schema di un convertitore adatto per le gamme dei 21, 28, 50, 144 e 220 MHz. Naturalmente esso può essere usato anche per le gamme dei 14 MHz, o per altre frequenze come ad esempio di 20 e 108 MHz come richiesto dal Sig. ROSSI.
A tale scopo sarà opportuno modificare sensibilmente i dati delle bobine relative le gamme dei 21 e dei 144 MHz.
L'unico inconveniente, se così si può definire, dipende dal fatto che è necessario saldare le bobine direttamente sui loro supporti in modo da ottenere il massimo rendimento possibile. Ciò d'altra parte è indispensabile per le frequenze superiori ai 50 MHz.
Il tubo usato è del tipo 6J6 del quale una sezione triodica viene usata quale rivelatore e l'altra sezione, pure triodica, quale oscillatore.
La bobina L_1, unitamente al variabile C_1 è sistemata nella parte inferiore dello chassis mentre il C_2 variabile trova posto nella parte superiore. Quest'ultimo variabile dovrà essere comandato tramite una manopola molto demoltiplicata mentre ciò non è necessario per C_1. I collegamenti, come d'uso in tali circuiti, dovranno essere molto corti e quando è possibile, i vari componenti dovranno essere saldati direttamente fra loro.
Il trasformatore di uscita sarà accordato sui 7 MHz. L'uscita di detto trasformatore, tramite del cavetto coassiale, dovrà essere collegata ad un normale ricevitore accordato per l'appunto sulla gamma dei 7 MHz.
I componenti avranno i seguenti valori: C_1 = 15 pF, C_2 = 12 + 12 pF, C_3 = 45 pF padding; C_4 = 100 pF, C_5 = 10 pF, C_6 = = 45 pF, C_7 = 1 μF.
R_1 = 1 MΩ; R_2 = 10 kΩ; R_3 = 1 kΩ; R_4 = = 33 kΩ.
BOBINA L_1 — 21 e 28 MHz = 16 spire, filo nudo da 8/10 spaziate fra di loro di 1,5 mm. Presa intermedia alla quarta spira a partire dal lato freddo. Diametro 19 mm.
50 MHz = 7 spire filo nudo da 8/10, spaziate fra di loro di 1,5 mm. Diametro 16 mm. Presa alla seconda spira dal lato freddo.
144 MHz = 2 spire filo da 20/10, diametro 12,5 mm. presa a 3/4 di spira del lato freddo.
220 MHz = 1 spira di filo da 20/10, diametro 6 millimetri. Presa nelle vicinanze della metà.
BOBINA L_2 — 21 e 28 MHz = 15 spire di filo da 8/10 spaziate fra di loro di 1,5 mm. Presa centrale. Dimatro 19 mm. Il padding C_3 deve essere collocato fra i fili di uscita della bobina.
50 MHz = 7 spire di filo da 8/10 spaziate fra loro di 1,5 mm. Diametro 16 mm. Presa centrale. C_3 come sopra.
144 MHz = Spira allungata di filo da 20/10. Lunghezza 25 mm. Scarto 25 mm. Presa centrale. C_3 collegato come da figura 2.
220 MHz = Spira allungata di filo da 20/10. Lunghezza 19 mm. Scarto 9,5 mm. Connessioni lunghe 9,5 mm. *(P. Soati)*

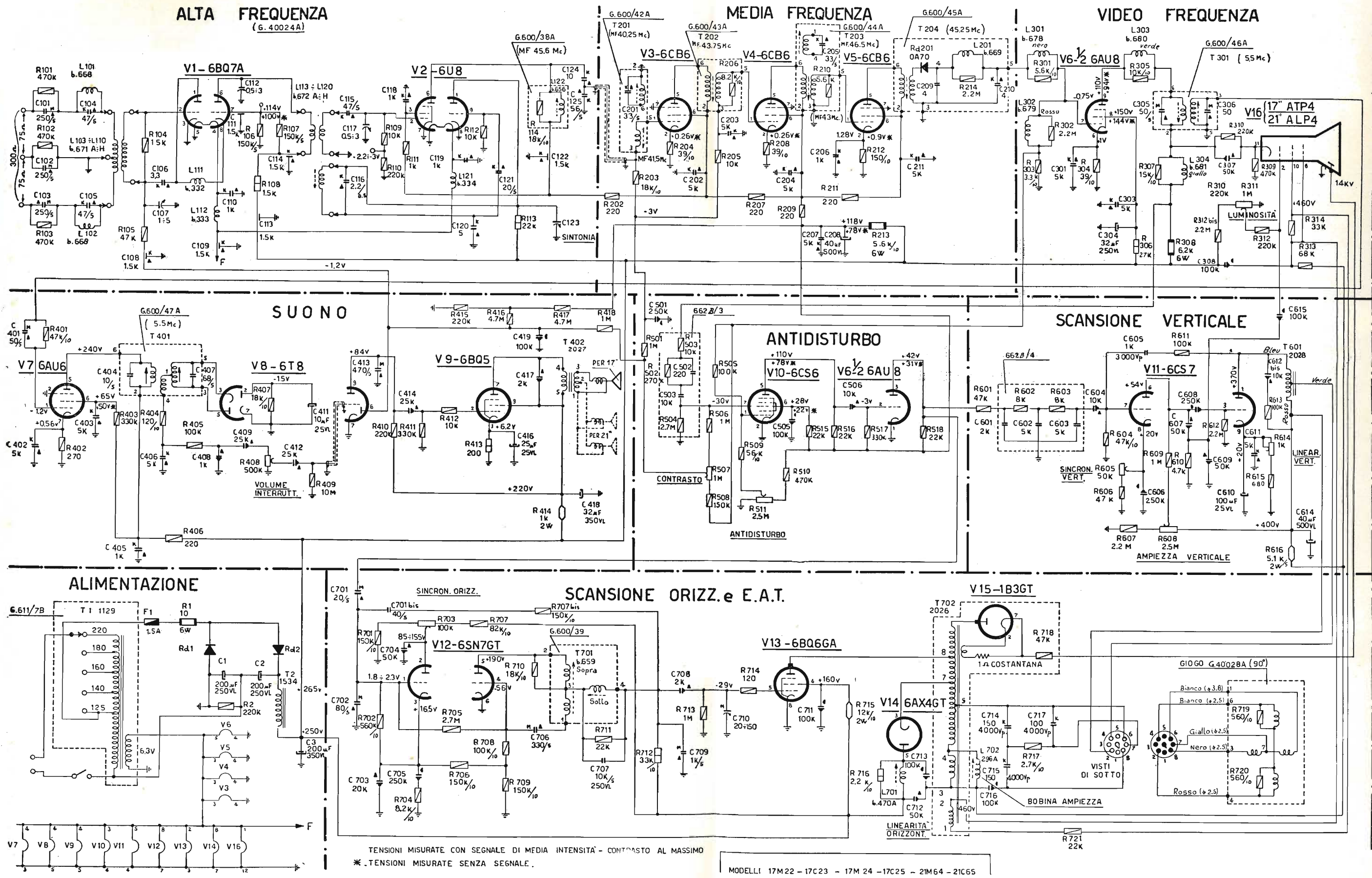
Provavalvole RCA mod. WT110-A

0165 - *Sig. C. De Pigliaro; - Frosinone*

Il microhometro WT-100 A è costruito dalla RCA, la cui rappresentante italiana è la SILVERSTAR con sede a Milano ed alla quale si può rivolgere a nostro nome nel caso le interessino notizie più estese. Si tratta di uno strumento di notevole interesse e che per la sua precisione è particolarmente adatto tanto ai laboratori quanto ai tecnici che abbiamo necessità di eseguire misure sui tubi elettronici con notevole esattezza. Esso infatti permette di eseguire misure della transconduttanza con una precisione non inferiore al ± 3% per valori fino a 100.000 micromho, suddivisi in sei gamme, rispettivamente per valori massimi fino a 300, 1.000, 3.000, 10.000 30.000, 100.000 micromho (fig. 1).

Il controllo dei tubi elettronici è completo anche per quanto si riferisce ai corto circuiti fra gli elettrodi ed alla misura dei valori della corrente che circola nei singoli elettrodi.
L'alimentazione dei filamenti è variabile a piacere da 0 a 117 V, per la corrente alternata, in cinque gamme comprese fra 0 e 3 V, 10 V, 30 V, 100 V, 300 V, con corrente massima fino a 3 A ed in corrente continua fino a 3 V per corrente massima fino a 250 mA.
In tali condizioni è possibile il controllo di tutti i tubi esistenti attualmente sul mercato e di quelli che saranno messi in commercio in avvenire. L'alimentazione avviene a 117 V 60 Hz con un assorbimento massimo di 250W Tutte le tensioni di alimentazione in corrente continua sono stabilizzate: quelle di placca e griglia schermo al 3%, quella di griglia soppressore all'1%. I valori delle tensioni di placca sono regolabili con continuità da 40 a 300 V (300÷100 mA), quelli delle griglie n.2 e 4 da 0 a 300 V (30 mA) ed infine quelle delle griglie n. 1 e 3 da 0 a 100 V, in cinque scale diverse.
Il controllo della corrente di placca e degli altri elettrodi avviene tramite sei scale distinte per valori da 0 a 1000 μA ed in cinque scale per i valori compresi da 0 a 300 mA.
I tubi usati nel WT-100 A sono i seguenti: 1-OA2, 1-5U4GB, 1-6AU6, 1-6CB5, 1-6CL6, 2-6U8, 1-6X4, 1-12AU7.
Le dimensioni dello strumento approssimativamente sono le seguenti: 56 × 20 × 46 centimetri.
Interessante è pure il provavalvole RCA WT-110A il quale permette il controllo automatico dei tubi tramite l'inserimento di una scheda perforata. *(P. Soati)*

Schema elettrico del radioricevitore DUMONT, mod. Seven Transistors

Schema elettrico del radioricevitore WATT RADIO, mod. WR 115

Schema elettrico del magnetofono, PHILIPS mod. EL3527

TELEVISORE ALLOCCHIO BACCHINI

Mod. 17M22 - 17C23 - 17M24 - 17C25 - 21M64 - 21C65

Schema elettrico del ricevitore TV - ALLOCCHIO BACCHINI - mod. 17M22 - 17C23 - 17M24 - 17C25 - 21M64 - 21C65

TRASFORMATORI TORNAGHI - MILANO

TRASFORMATORI • AUTOTRASFORMATORI • REATTORI

VIA MONTEVIDEO 8 - TELEFONO 84.59.03

Lo stabilizzatore che riassume i requisiti necessari ad un apparecchio di pregio

Tensione di alimentazione universale - Tensione di uscita V 110-160-220 - Frequenza 50 Hz - Stabilizzazione ± 2% con variazioni ± 20% - Rendimento 80% - Potenza di uscita 250 VA

Stabilizzatore di tensione a ferro saturo "Daniel's"

- Per la morbidezza di rasatura
- Per l'efficacissima testina depilatrice baffi e basette
- Per la silenziosità e robustezza del motorino

Questo è il rasoio elettrico che finalmente attendavate

Stazioni di servizio in tutta Italia

Provatli tutti!

IL NUOVO

Famulus

SARÀ IL VOSTRO RASOIO!

CONCESSIONARIO ESCLUSIVO PER L'ITALIA: DOTT. DALL'OLIO - FIRENZE

TERZAGO TRANCIATURA S.p.A.

Milano - Via Taormina 28 - Via Cufra 23 - Tel. 606020-600191-606620

LAMELLE PER TRASFORMATORI DI QUALSIASI POTENZA E TIPO

Inoltre, possiamo fornirVi lamelle con lamiera a cristalli orientati, con o senza trattamento termico.

La Società è attrezzata con macchinario modernissimo per lavorazioni speciali e di grande serie.

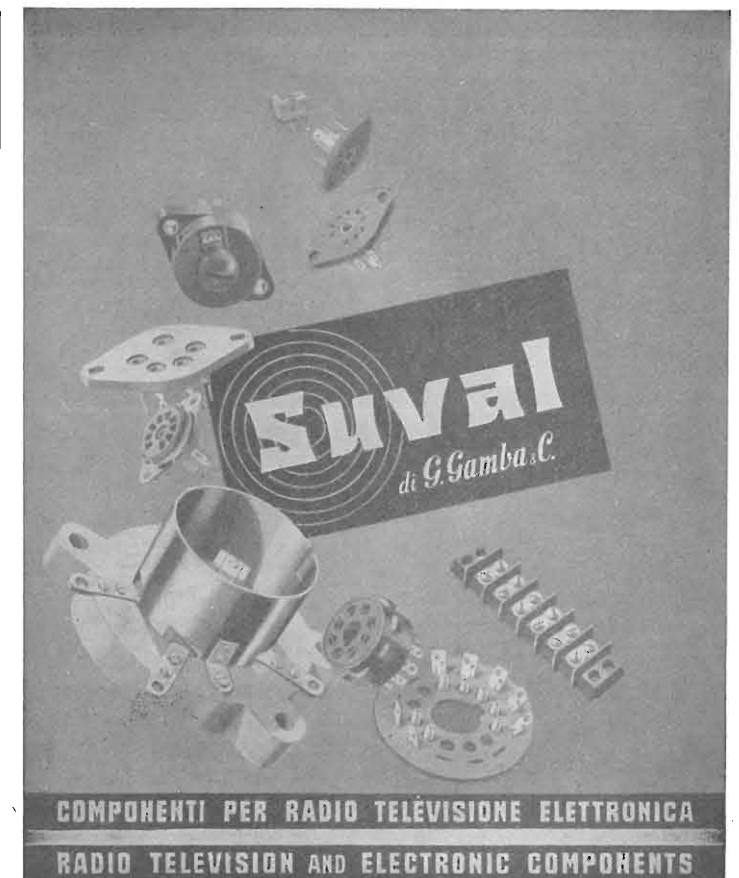
Astars di ENZO NICOLA

TELEVISORI DI PRODUZIONE PROPRIA
e delle migliori marche nazionali e estere

SERVIZIO TECNICO ED ASSISTENZA:
Geloso - Radiomarelli - Telefunken

RAPPRESENTANZE con deposito:
IREL *Altoparlanti* - **ICAR** *Condensatori*

Vernieri isolati in ceramica per tutte le applicazioni. Parti staccate per televione - MF - UHF - trasmettitori - Controlli elettronici - Automazionismi industriali ecc.

ASTARS Via Barbaroux, 9 - TORINO tel. 519.974 tel. 519.507

attenzione!

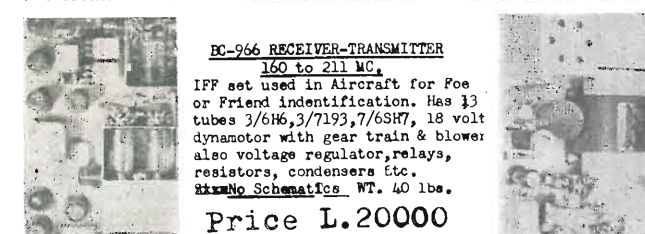
Si invitano i sigg. Clienti a richiedere il nuovo listino N. 59 dove troveranno prezzi eccezionali per apparecchi AM-FM, a transistor, e **Televisori al prezzo di un ricevitore radio.**

Spett. Ditta (A)
STOCK-RADIO
Via Panfilo Castaldi, 20
MILANO

Prego inviarmi listino N. 59 e catalogo illustrato.

Cognome .... Nome ....

Via .... n. .... Città ....

OFFERTA DI VASTISSIMO MATERIALE SURPLUS - GIANNONI SILVANO - S. CROCE SULL'ARNO VIA GIOVANNI LAMI - PISA

BC-966 RECEIVER-TRANSMITTER
160 to 211 MC.
IFF set used in Aircraft for Foe or Friend indentification. Has 13 tubes 3/6H6,3/7193,7/6SH7, 18 volt dynamotor with gear train & blower also voltage regulator,relays, resistors, condensers Etc.
No Schematics WT. 40 lbs.

Price L.20000

E apparecchiature Radar, Alimentatori per detti, Ricevitori per detti, Tubi catodici per Radar, Apparecchiature in ottime condizioni, Prezzi a richiesta Apparecchiature tipo Professionale. SuperPro, BC348, 312, OC9, ecc. Altri più economici, R109, AR18, OC7, AR5, ecc.
R.T. Piccoli, Grandi, Medi, Piccoli radiotelefoni, e ponti a M.F.
Condensatori, Speciali, variabili, ad alto ed altissimo isolamento, Resistenze, suvvoltori di qualunque tipo, generatori vari, motorini, gruppi generatori 80 V. 2000 periodi. 1200 Watt. Trasformatori, Impedenze, di tutti i valori e tensioni, altoparlanti, cuffie HS30. Microfoni dinamici a carbone, telefoni, complessi a raggi ultravioletti, cavi coassiali, guide d'onda, zoccoli in fluon. Strumenti in genere da pannello, oscillatori di bassa F. ed A.F. Ondametri, provavalvole a C.M. rele, ecc. ecc.

VASTISSIMO ASSORTIMENTO DI VALVOLE MAGNETRON-CLAJSTON-PROFESSIONALI ED A RAFFREDDAMENTO AD ACQUA - Tubi 5CPI, 5BPI, da Ripresa VIDEO.

2C40, 2C39A, 446A, 2J21A, 3C22, 832, 829B, 815, 800, 2C26, CV6, 1148, 7193, 615, 717A, 814, 813, 811, 809, 802, 801, 807, 812, 304TL, 850, 833A, 4X150A, 5C500, 5C110, RL12P35, PEI/80, PE 0,5/15, TA4/250, 250W, T/450, GU/2, GUS/3, CV19, VU849, GA851, GL6C21, RT2, GL4A21, 8013, VT241, RS/69, ATP7, ARDD1, ATS70, VP13K, VT49, 310A, ARP11, ARP12, AR8, VP41, CV21, ARP18, 35A5, NGT7, VT37, 1626, VP210, VT113, ARTP1, ARTP2, 108, AR6, VT62, 45SPC, VT241, 89, VR43, 4012, 262B, VS110, 10E/10914, VT105, VT27, VR43, VT49, VT37, 31, CV63, VR65, 274A, PCO, 5/15, PEO, 6/40, CV19, KT45, 4672, VT28, 1632, 1634, 1619, 1631, VV64, CV1198, HL610, VT15, 4046A, 18013, VT2, 89y, VT67, AT20, VT33, VT184, ARP37, ARP9, VT55, 6B7, 6D6, 58, 78, 6F7, 6B5, 6R7, 6F5, 6C8, 6U7, 6SH7, 6AC7, EF50, 6SD7, 1H4, 1E7, 1A5, 1D8, 6L6, 6V6, 6AC5, ECH4, EBC1, EB34, ARCF, VT72, 842, ATP4, VT38, AR7, 45, 46, 47, 2A3, 41, 7A4, 7A5, 6SD6, 7C5, 7F7, 7N7, 7V7, 7J7, RS287, 955, 957, 10E/249, HC/07, RL12P2000, RL12P4000, RL2, 4P700, RL2T1, RL2P1, ecc. ecc. A richiesta qualunque tipo di tubo a prezzi modici.
Si premette che i tubi spediti sono preventivamente provati e sono normalmente nuovi.

È USCITO:

SCHEMARIO TV - VIII^a SERIE - 1959

60 Schemi **L. 2.500**

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO

CONCESSIONARIA PER DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. Edizioni Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

Gruppi di A. F.

GELOSO ■ Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

NATIONAL - Ing. CONSOLARO ■ Milano
Via Prestinari, 1 - Tel. 370.544

PHILIPS ■ Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RICAGNI ■ Milano
Via Mecenate, 71 - Tel. 720.175 - 720.736

SIEMENS SOCIETA' PER AZIONI ■ Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

Valvole e tubi catodici

ELSI ■ Milano
Piazza Bossi, 2 - Tel. 861.116

FIMI-PHONOLA ■ Milano
Via Montenapoleone, 10 - Tel. 708.781

FIVRE ■ Milano
Via Guastalla, 2 - Tel. 700.335

ITER ■ Milano
Via Visconte di Modrone 36 - Tel. 700.131 - 780.388

MARCONI ITALIANA ■ Genova
Via Corsica, 21 - Tel. 589.941

PHILIPS ■ Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

TELEFUNKEN ■ Milano
Piazzale Bacone, 3 - Tel. 278.556

Apparecchiature di alta fedeltà

IMCARADIO ■ Milano
Corso Venezia, 36 - Tel. 701.423

ITALVIDEO ■ Corsico
Via Cavour, 38 - Tel. 83.91.418

LESA ■ Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

MAGNETI MARELLI ■ Milano
Organizz. Gen. Vendita **Soc. SERT**
Via Gaffurio, 4 - Milano
Tel. 222.300 - 278.110

PHILIPS ■ Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

PRODEL ■ Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 213.770 - 283.651

Bobinatrici

GARGARADIO ■ Milano
Via Palestrina, 40 - Tel. 270.888

GIACOM & MACCIONE ■ Milano
Corso Vercelli, 51 - Tel. 411.628

MARSILLI ■ Torino
Via Rubiana, 11 - Tel. 753.827

MEGA ELETTRONICA ■ Milano - Via Orombelli, 4 - Telef. 296.103
Bob. lineari e a nido d'ape

PARAVICINI ■ Milano
Via Nerino, 8 - Tel. 803.426

Registratori

CASTELFRANCHI ■ Milano
Via Petrella, 6 - Tel. 211.051

D'AMIA Ing. R. ■ Milano
Via Mincio, 5 - Tel. 534.758
Incisori per dischi

GELOSO ■ Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

INCIS dei f.lli SEREGNA ■ Saronno
Uff. Gen. Vendita - Milano
Via Gaffurio, 4 - Tel. 222.300 - 278.110

LESA ■ Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

MINIFON ■ Milano
Agente Gen. per l'Italia:
Miedico Alfredo
Via P. Castaldi, 8 - Tel. 637.197

PHILIPS ■ Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SIEMENS SOCIETA' PER AZIONI ■ Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

Gioghi di deflessione trasformatori di riga E.A.T. trasformatori

ARCO ■ **Firenze**
Piazza Savonarola, 10 - Tel. 588.186 - 588.791

LARE ■ **Milano**
Via Marazzani, 8 - Tel. 240.469
Laboratorio avvolgimenti radio elettrici

TRASFORMATORI TORNAGHI
Milano
Via Montevideo, 8 - Tel. 845.903

NATIONAL - Ing. CONSOLARO ■ **Milano**
Via Prestinari, 1 - Tel. 370.544

PHILIPS ■ **Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SAREA ■ **Milano**
Via S. Rosa, 14 - Tel. 390.903

Giradischi - amplificatori altoparlanti e microfoni

GARIS ■ **Milano**
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Giradischi - Fonovalige

ITALVIDEO ■ **Corsico (Milano)**
Via Cavour, 38 - Tel. 83.91.418
Giradischi, amplificatori

LESA ■ **Milano**
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342
Giradischi, altoparlanti, amplificatori

MAGNETI MARELLI ■ **Milano**
Organizz. Gen. Vendita: Soc. SERT
Via Gaffurio, 4 - Milano
Tel. 220.300 - 278.110
Microfoni - Amplificatori - Altoparlanti

PHILIPS ■ **Milano**
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

PRODEL ■ **Milano**
Via Monfalcone, 12 - T. 283.651 - 283.770
Amplificatori

SIEMENS SOCIETA' PER AZIONI ■ **Milano**
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

Potenziometri

GELOSO ■ **Milano**
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LESA ■ **Milano**
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR ■ **Milano**
Via B. Verro, 8 - Tel. 84.93.816
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi 110

MIAL ■ **Milano**
Via Fortezza, 11 - Tel. 25.71.631/2/3/4
Potenziometri a grafite

PHILIPS ■ **Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

Antenne

AUTOVOX ■ **Roma**
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091

IARE ■ **Torino**
Tel. 690.377
Uff.: Corso Moncalieri, 223
Officina: Strada del Salino, 2
Antenne, amplificatori, accessori TV

NAPOLI ■ **Milano**
Viale Umbria, 80 - Tel. 573.049

OFFICINE ELETTROMECCANICHE ■ **LUGO (Ravenna)**
BREVETTI « UNICH »
Uff. Gen. Vendita: Milano - Via Gaffurio, 4
Tel. 222.300 - 278.110

SIEMENS SOCIETA' PER AZIONI ■ **Milano**
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

TELEPOWER ■ **Milano**
Via S. Martino, 16 - Tel. 857.553

Condensatori

DUCATI - ELETTROTECNICA S.p.a. ■ **Bologna**
Tel. 381.672 - Casella Postale 588

GELOSO ■ **Milano**
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

MIAL ■ **Milano**
Via Fortezza, 11 - Tel. 25.71.631/2/3/4
Condensatori a mica, ceramici e in polistirolo

MICROFARAD ■ **Milano**
Via Derganino, 18/20 - Tel. 37.52.17 - 37.01.14

PHILIPS ■ **Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

ROCOND **Faè di Longarone (Belluno)**
Tel. 14 - Longarone

SIEMENS SOCIETA' PER AZIONI ■ **Milano**
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

Stabilizzatori di tensione

AROS ■ **Milano**
Via Belinzaghi, 17 - Tel. 671.951

CITE di O. CIMAROSTI ■ **S. Margh. Ligure**
Via Dogali, 50

FAE ■ **Milano**
Viale Piave, 12 - Tel. 705.739

GELOSO ■ **Milano**
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LIAR ■ **Milano**
Via Bernardino Verro, 8 - Tel. 84.93.816
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi 110

KURTIS ■ **Milano**
V.le Rim. di Lambrate, 7 - T. 293.529/315

STARET ■ **Milano**
di Ing. E. PONTREMOLI & C.
Via Cola di Rienzo, 35 - Tel. 425.757

Rappresentanze estere

CIFTE
Via Beatrice d'Este, 35 - Tel. 540.806 - **Milano**
Via Provana, 7 - Tel. 82.366 - **Torino**
Cinescopi, transistori, valvole

ELECTRONIA ■ **Bolzano**
Via Portici, 2
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

EXHIBO ITALIANA ■ **Milano**
Via Bruschetti, 11 - Tel. 606.836
AVO - N.S.F. - Sennheiser - Neuberger, ecc.

GALLETTI R. ■ **Milano**
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580
Soluzioni acriliche per TV

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI ■ **Milano**
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangano Electric - Evershed Co. - Vignoles - Tinsley Co.

PASINI e ROSSI
Via SS. Giacomo e Filippo, 31 r - Telefono 83.465 - **Genova**
Via Recanati, 4 - Tel. 278.855 - **Milano**
Altoparlanti, strumenti di misura

SILVESTAR ■ **Milano**
Via Visconti di Modrone, 21 - Tel. 792.791
Rapp. RCA

SIPREL ■ **Milano**
Via F.lli Gabba, - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garraro, valigie grammofoniche Supravox

VIANELLO ■ **Milano**
Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081
Agente esclusivo per l'Italia della Hewlett-Packard co.
Strumenti di misura, ecc.

Strumenti di misura

BELOTTI ■ **Milano**
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051-2-3

CHINAGLIA ■ **Belluno**
Via Col di Lana, 36 - Tel. 41.02

I.C.E. ■ **Milano** - Via Rutilia, 19/18 - Telefono 531.554/5/6

INDEX ■ **Sesto S. Giovanni**
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

MEGA ELETTRONICA ■ **Milano** - Via Orombelli, 4 - Telef. 296.103
Analizzatori, oscillatori, modulatori, voltmetri elettronici, generatori di segnali TV, oscilloscopi e analizzatori di segnali TV

PHILIPS ■ **Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SIAE ■ **Milano**
Via Natale Battaglia, 12 - Tel. 287.145

SIEMENS SOCIETA' PER AZIONI ■ **Milano**
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

TES ■ **Milano**
Via Moscova, 40-7 - Tel. 667.326

UNA ■ **Milano**
Via Cola di Rienzo, 53 a - Tel. 474.060

VORAX-RADIO ■ **Milano**
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

Accessori e parti staccate per radio e TV

BALLOR rag. ETTORE ■ **Torino** - Via Saluzzo, 11 - Telef. 651.148 - 60.038
Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV

CASTELFRANCHI ■ **Milano**
Via Petrella, 6 - Tel. 211.051

ENERGO ■ **Milano**
Via Carnia, 30 - Tel. 287.166
Filo autosaldante

FANELLI ■ **Milano**
Via Mecenate, 84-9 - Tel. 710.012
Fili isolati in seta

FAREF ■ **Milano**
Via Volta, 9 - Tel. 666.056

GALBIATI ■ **Milano**
Via Lazzaretto, 17 - Tel. 652.097 - 664.147

GALLETTI ■ **Milano**
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580

ISOLA ■ **Milano** - Via Palestro, 4 - Telefono 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LESA ■ **Milano**
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

MARCUCCI ■ **Milano**
Via F.lli Bronzetti, 37 - Tel. 733.774

MELCHIONI ■ **Milano**
Via Friuli, 16 - Tel. 585.893

MOLINARI ALESSANDRO ■ **Milano**
Via Catalani, 75 - Tel. 24.01.80
Fusibili per radiotelevisione

PHILIPS ■ **Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RADIO ARGENTINA ■ Roma
Via Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

RES ■ Milano
Via Magellano, 6 - Tel. 696.894
Nuclei ferromagnetici

SIEMENS SOCIETA' PER AZIONI ■ Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

SINTOLVOX s.r.l. ■ Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

SUVAL ■ Milano
Via Pezza, 47 - Tel. 487.727
Fabbrica di supporti per valvole radiofoniche

TASSINARI ■ Gorla (Milano)
Via Priv. Oristano, 9 - Tel. 25.71.073
Lamelle per trasformatori

TERZAGO TRANCIATURE s.p.a. ■ Milano
Via Cufra, 23 - Tel. 606.020
Lamelle per trasformatori per qualsiasi potenza e tipo

VORAX RADIO ■ Milano
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

Radio Televisione Radiogrammofoni

AUTOVOX ■ Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

FIMI ■ Saronno - Via S. Banfi, 1
Milano - Via Montenapoleone, 10
Tel. 708.781
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

FIRTE ■ Pavia
Via Frank, 15 - Tel. 27.123 - 27.476
Televisori

GELOSO ■ Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

IMCARADIO ■ Milano
Corso Venezia, 36 - Tel. 701.423
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

INCAR ■ Vercelli
Via Palazzo di Città, 5
Televisori, Radio

ITALVIDEO ■ Corsico (Milano)
Via Cavour, 38 - Tel. 83.91.418
Televisori

ITELECTRA ■ Milano
Via Teodosio, 96 - Tel. 287.028
Televisori, Radio

LA SINFONICA ■ Milano
Via S. Lucia, 2 - Tel. 84.82.020
Televisori, Radio

NOVA ■ Milano
Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938
Televisori, Radio

PHILIPS ■ Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

PRANDONI DARIO ■ Treviglio
Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67
Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation

PRODEL ■ Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.651 - 283.770

RAYMOND ■ Milano
Via R. Franchetti, 4 - Tel. 635.255
Televisori, Radio

SIEMENS SOCIETA' PER AZIONI ■ Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92
Televisori, Radio e Radiogrammofoni

SINUDYNE - S.E.I. ■ Ozzano Em. (Bologna)
Tel. 891.101
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

TELEFUNKEN ■ Milano
P.zza Bacone, 3 - Tel. 278.556
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

TELEVIDEON ■ Milano
Viale Zara, 13 - Tel. 680.442
Televisori, Radio e Radiogrammofoni

UNDA RADIO ■ Milano
Via Mercalli, 9 - Tel. 553.694
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

VAR RADIO ■ Milano
Via Solari, 2 - Tel. 483.935
Radio, Radiogrammofoni

VEGA RADIO TELEVISIONE ■ Milano
Via Pordenone 8 - Tel. 23.60.241/2/3/4/5
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

WATT RADIO ■ Torino
Via Le Chiuse, 61
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

Resistenze

CANDIANI Ing. E ■ Bergamo
Via S. Tomaso, 29 - Tel. 49.783

ELETTRONICA METAL-LUX ■ Milano
Viale Sarca, 94 - Tel. 64.24.128

S.E.C.I. ■ Milano
Via G. B. Grassi, 97 - Tel. 367.190

Gettoniere

NATIONAL - Ing. CONSOLARO ■ Milano
Via Prestinari, 1 - Tel. 370.544

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti alle ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.

Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » - Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.